

国防电子信息技术丛书

# 认知无线电 与通信电子战概论

Introduction to Cognitive Radio and  
Communication Electronic Warfare

吴利民 王满喜 陈 功 著

电子工业出版社

Publishing House of Electronics Industry

北京 • BEIJING

## 内 容 简 介

本书在介绍认知无线电与现代通信电子战基本概念的基础上,着重研究论证了将认知无线电的频谱感知理念应用于复杂电磁环境下通信电子战中电子支援与电子防护系统的基本思路与技术原理。在论述复杂电磁环境对现代电子战作战性能影响的基础上,提出了具有认知无线电体系结构的战场分布式协作系统结构,并给出了相应的仿真方案及较深度的阐述。为研究现代通信新技术在现代信息战中的应用奠定了相应的理论基础。

本书既可作为有关院校的电子侦察、信息对抗等专业的指挥与工程类本科与研究生学员的教材及教学参考书,也可供有关电子战系统装备研制院所及部队作战专业人员的借鉴与军事训练参考之用。

## 图书在版编目(CIP)数据

认知无线电与通信电子战概论 / 吴利民, 王满喜, 陈功著. —北京: 电子工业出版社, 2015.4  
(国防电子信息技术丛书)

ISBN 978-7-121-24992-1

认... 吴... 王... 陈... 无线电技术 电子对抗 TN014 E869

中国版本图书馆 CIP 数据核字 (2014) 第 279034 号

策划编辑: 马 岚

责任编辑: 周宏敏

印 刷:

装 订:

出版发行: 电子工业出版社

北京市海淀区万寿路 173 信箱 邮编 100036

开 本: 787×1092 1/16 印张: 12.25 字数: 322 千字

版 次: 2015 年 4 月第 1 版

印 次: 2015 年 4 月第 1 次印刷

定 价: 49.00 元

凡所购买电子工业出版社图书有缺损问题, 请向购买书店调换。若书店售缺, 请与本社发行部联系, 联系及邮购电话: (010) 88254888。

质量投诉请发邮件至 [zlts@phei.com.cn](mailto:zlts@phei.com.cn), 盗版侵权举报请发邮件至 [dbqq@phei.com.cn](mailto:dbqq@phei.com.cn)。

服务热线: (010) 88258888。

# Preface

Modern electronic communication technology and modern military communication technology always influence mutually, and promote each other. Very often, it is the demand of military fighting and operation that give rise to some new electronic information technologies, and the fast development of electronic information technology has been facilitating the modern war toward to a new times of information war. A distinctive feature of the modern information warfare is an all-around utilization of electronic information equipment, and the electronic warfare can be as the main means of the information war. Meanwhile, those various and complicated electronic equipment get together in informatization battle field to form the fifth fighting space, namely the electromagnetic space. To a great extent, whether the one side of operation can control the battlefield's electromagnetic space or not determines the outcome of the modern operation, winning or failure. As a main streaming of electromagnetic space countermeasures, the electronic warfare plays an important role in this space countermeasures. Communication electronic warfare is one of the electronic warfare that appeared in the early time and has been thriving. The main contents of the researching the electronic warfare is how to make good use of radio communication equipment to carry out a fight for the electromagnetic space. Generally, communication electronic warfare can be divided into three big parts, namely the communication electronic support, communication electronic attack and electronic protection. Essentially, however, it boils down to all those three parts for a preemption of limited electronic spectrum resources. Electromagnetic spectrums are indispensable for the effectiveness of all wireless electronic devices, which are just like land and oil, as a sort of necessary resources. Concerning for the war resources, we pay special attention to these two issues: one is an access of the resources, and the other is the management of the resources. We might look at the game of these problems as well, always expecting to obtain the highest yield under the lowest cost.

Among them both, the cost is just a payroll for seizing the electromagnetic dominance under the complex electromagnetic environment, while the income is the efficiency and effect exerted by the electromagnetic spectrum resources in the operation.

It is noted that the conventional communication electronic warfare follows usually the operation pattern relatively fixed, and also pay attention to the countermeasures between the electronic communications equipment. With the continuous improvement of the modern electronic communication technology and enhancement of the foe's operational capability of operational system, however, the electromagnetic environment in the battlefield is becoming more and more

complex, so that those traditional operational patterns of communication electronic warfare are of old and weak power.

The concept of cognitive radio (CR) was first proposed by Dr. J. Mitola in 1999, aimed at resolving the issue of spectrum resources shortage that is a bondage of the development of traditional electronic communication technology, which, in recent years, has been a hot research topic in the field of modern communications. The core of the CR is that CR has a learning ability itself, and it can detect the surrounding electromagnetic environment and interacting with information, in order to achieve the sensing properly, utilize the spectrum available in the electromagnetic space, and limit and reduce the contradiction of spectrum occupation between the primary and the secondary users.

Compared with the traditional communication spectrum and its usage pattern, cognitive radio is of a powerful capabilities including the observation and cognition, decision-making and adjustment, and learning and smart electromagnetic spectrum occupation. As the CR has enough artificial intelligence, it can also learn from the past experience, in terms of the dead zone, interference and usage patterns of the spectrum, thus making the corresponding adjustment and real-time response to the actual electromagnetic environment and situation. CR, therefore, is likely to give the functions to the wireless system in the battlefield electronic communications, which can decide for itself to take up the chosen frequency band for fulfilling its own communication based on the availability of spectrum, location, and the previous occupation. It is the CR's learning ability that allows itself to be put into use from its concepts and theories. Also, it is by means of the CR's outstanding capabilities that an EW system can be constructed that has the cognitive performance and adapts to the complex EM environment in the external battle field.

Considering the CR's internal mechanism, we find there is some correlation between the cognitive radio and communication electronic warfare. This book focuses on the application of the CR's concept of and its implementation scheme to the modern communication electronic warfare and explores to establish the train of thoughts and schemes for a cognitive type of communication electronic warfare system. In this book, we make every endeavor to think about how to allow our electronic warfare systems to own the specific cognitive performances as the CR system that is already realized and or unfinished not yet. Without a doubt, trying to make the electronic system machine having the cognitive ability is of great significance. Based on this point, we deals with specially a question on the philosophical level of war, in the first chapter of this book, that is, the status of the people and machines in the war. Dating back to the long human's history, although the technical contents of the weapon equipment are getting higher and higher, high technology content, but the operators and fighters are always in a dominant position in the war, which is an irrefutable truth for good. However, while fully affirming this point of view, we should still realize that every major changes in military technology can bring people the change of their roles. In the age of cold

arms, the humans is the direct participants of military confrontation. In the age of cold steel, is the direct participants of military confrontation , while in the modern war, the vast majority of the military struggles is carried out by operating the advanced systems and equipment, and of course, the human is changing to a controller gradually. Since the cognitive radio unlocks the doors of the cognitive era of electronic communication system machine, the human's roles will also further into the decision makers. Accordingly, each kind of work relative to the bottom level may be delivered to the machines for accomplishment, also due to the higher efficiency and better reliabilities of the machines. From the point of view of resources, the above-mentioned CR's cognitive pattern is the optimization and utilization of the human's intelligence and artificial smart resources, which are just the source of writing this book's idea and the starting point or even the end point.

The structure of this book can be divided into the preface and contents both in Chinese and English, followed by seven chapters. The main contents are, Chapter 1, which summarizes the background knowledge about the topics of this book and a few thinking points relevant to the top layers of modern information warfare, thus laying a foundation for the following expansion of details; Chapter 2 and 3 make a brief introduction to the basic ideas and contents on cognitive radio and communication electronic warfare, respectively, which are the two cornerstones of the themes in this book; Chapter 4 discusses mainly the effects of complex EM environment and the applicable advantages of cognitive radio architecture, thus drawing forth some key issues; Chapter 5 and 6 expounds the schemes of communication electronic protection and support based on CR, respectively, and explores some concrete patterns that allow the EW system and equipment to have cognitive capability; and Chapter 7 proposes and sets up an EW attack system based on CR architecture, namely, Battlefield Distributed Coordinative Cognitive Radio (BDCCR).

The authors strive to explore a new train of thought, look for a sort of new method, and look through the operation of the modern communication electronic warfare in the complex electromagnetic environment and space with a new angle of view. These new ideas and methods, of course , involves the theories of multi-disciplinary fields. We also refer to more domestic and foreign technical literatures in the corresponding field in the writing process, and put them flexibly together, also gain a lot of beneficial enlightenment. Highlighting those new ideas, implementation schemes and some special advantages of applying the cognitive radio to the communication electronic warfare, this book focuses on the corresponding system analysis and the specific algorithm for system implementation.

In the process of this book being compiled, we get the support and help in many ways, which are specially from Nie Hao, the researcher in the 33rd Base, General Armament Department; from Wang Liandong, the director of State Key Laboratory of Complex EM Environmental Effects on Electromagnetic & Information Systems, as their base and laboratory present us a lot of relevant materials and data as well as the corresponding experimental platform, we would like to thank them

both especially for their support. Meanwhile, we also would like to thank Professor Wang Yongliang, Qing Jiangmin and Yang Ruijuan as well as associate Prof. Mei Jinjie and Cheng Wei , for their presenting a great deal of instructional advices. In addition, our colleagues Huang Meirong, Zhu Shumei Here, Bao Leilei, Gao Lu and others have also done a lot of auxiliary work for this book.

Modern electronic information theory covers both extensively and intensively, modern communication technology change with each passing day, and the modern information warfare and electronic warfare goes so fast, which can not be dealt with well, based on the authors' level. Although we cover very little contents on this vast field, we do expect some big useful functions served. Of course, there are certainly some mistakes and errors in this book, and we look also forward to all those colleague experts to make comments and correct them.

Prof. Wu Limin  
Special Term Professor, State Key Laboratory of Complex EM  
Environmental Effects on Electronics & Information Systems  
And Air Force Early Warning Academy, the PLA

Wrote on October, 2014 in Wuhan, China

# 前 言

现代电子通信技术与现代军事通信技术总是彼此影响、相互推动的。往往还是军事斗争与作战的需求催生了新的电子信息技术，而电子信息技术的迅猛发展又促使现代战争迈向全新的信息化战争时代。现代信息战的一个鲜明特征就是电子信息设备的全方位使用，并以电子战为主要的信息作战手段。与此同时，这些复杂多样化的电子信息设备共同张扬弥漫而构成了信息化战场的第五个作战空间——电磁空间。在相当程度上，作战一方能否掌控战场的电磁空间，决定着整个现代作战行动的胜负与成败。作为电磁空间对抗的主体形式，电子战在其中扮演着重要的角色。通信电子战是最早出现并茁壮成长的电子战，其研究的主要内容是如何善用无线电通信系统设备来展开电磁空间斗争的问题。一般可将通信电子战分为三个部分，即通信电子支援、通信电子进攻以及通信电子防护这三大块。但从本质上来看，这三者都可以归结为对有限电子频谱资源制高点的抢占。电磁频谱是所有无线电子设备的效能所依，它与土地、原油等一样，是必不可缺的战争资源。对待战争资源，我们特别关注两方面问题：一是资源的获取；二是资源的管理。我们不妨以博弈的眼光来审视这些问题，即总希望在最低成本下获得最高的收益。其中，成本是为了夺取复杂电磁环境下的制电磁权所付出的各种代价，而收益是电磁频谱资源在作战行动中发挥出的效能与作用。

值得注意的是，常规的通信电子战一般均遵循相对固定的运作模式，也注重电子通信设备之间的对抗。然而，随着现代电子通信技术的不断改进和作战对手体系作战能力的不断增强，致使战场的电磁环境变得更加迷离复杂，从而使这种传统的通信电子战的作战模式老套与威力疲乏。认知无线电（Cognitive Radio, CR）的理念由 J. Mitola 博士于 1999 年首次提出，旨在解决束缚传统电子通信技术发展的频谱资源紧缺问题，近年来已成为现代通信领域研究的热点问题。

CR 的核心思想是 CR 自身具有学习能力，它能检测周围电磁环境并与其交互信息，以达到正确感知和利用该电磁空间的可用频谱，并且能限制与降低频谱主次用户之间占用的冲突发生。

与传统的通信频谱占用模式相比，认知无线电具有强大的观测与认知、决策与调整、学习与智能的电磁频谱占用能力。由于 CR 具有足够的人工智能，它也可能通过对频谱的死区、干扰和占用模式等来吸取以往经验，因而对实际的电磁环境与情况做出实时调整与响应。由此可见，CR 极有可能赋予战场电子通信战中无线系统设备根据频谱的可用性、位置和过去占用的经验来自主确定接入哪个频带而完成自己通信的功能。这也正是 CR 的学习能力能使它从概念及其理论迈入实际应用的真正原因。正是借助于它的这些突出的能力，可构建具有认知能力的并能够更好适应复杂多变外界战场电磁环境的电子战系统，以极大地改进

现代通信电子战的作战性能。

从内在机理来看, 认知无线电与通信电子战之间存在着较大的相关之处。本书研究的核心主题就是将认知无线电理念及其实现方案应用于现代通信电子战中, 探索构建认知型通信电子战系统的思路与方案。基于认知无线电和通信电子战中的概念和主题, 我们在书中极力思索如何能使电子战系统设备像已实现及未实现的认知无线电系统那样具备专门的认知能力。毫无疑问, 使电子系统机器具备认知能力的意义重大。基于此点, 我们在本书第 1 章中专门探讨了一个有关战争的哲学层面的问题, 即战争中人与机器的地位问题。在漫长的人类战争史中, 尽管武器装备技术含量越来越高, 但战争中处于主导地位的始终是作战者。这是一条永远都颠扑不破的真理。然而, 在充分肯定这一观点的同时, 我们还应当清醒地意识到, 每一次军事技术的重大变革都会带来人的角色的转变。在冷兵器时代, 人是军事对抗活动的直接参与者。而到了现代化战争中, 绝大部分的军事斗争均是通过先进系统装备的运作使用来进行的, 人逐渐转变为控制者。由于认知无线电开启了系统机器认知时代的大门, 人的角色也将进一步转变为决策者。相应地, 相对底层的各类工作均可能交给机器来完成, 这也是由于机器系统的效率更高、可靠性更好而决定的。从资源的角度来看, 上述模式是对人类智能和人工智能资源的最优化利用。这正是我们撰著本书的思想源头和写作的出发点与目的。

全书结构可分为中/英文前言、目录与 7 章内容。本书主要内容有, 第 1 章概述了有关本书主题的背景知识及有关现代信息战顶层的几点思考, 这些内容为后续论述的展开做了铺垫; 第 2 章和第 3 章分别介绍了认知无线电及通信电子战的基本概念和内容, 此乃本书核心主题的两大基石; 第 4 章就战场复杂电磁环境的效应与认知无线电体系应用的优势进行了讨论, 从而引出我们的关键问题; 第 5 章和第 6 章分别阐述了基于认知无线电的通信电子防护及通信电子支援方案, 探讨了使电子战系统设备具有认知能力的具体模式; 第 7 章则提出并构建了一种基于认知无线电体系化的通信电子作战进攻系统, 即战场分布式协作认知无线电 (Battlefield Distributed Coordinative Cognitive Radio, BDCCR)。

本书作者力求探索一种全新的思路、寻觅一种新方法, 并以一种全新的视角去审视未来复杂电磁环境及空间的现代通信电子战的运作。当然, 这种新思路、新方法必然要涉及多学科领域的理论知识。笔者在编著过程中也参考了相应领域内较多的国内外文献资料, 将它们有机地联系在一起, 并从中获得了许多有益的启示。为突出这些认知无线电应用于通信电子战中的新理念与新方案, 本书写作的重点在于阐述具有认知型的通信电子战的核心思想、实现方案及其独到优势, 并侧重系统分析与实现的具体算法。

本书在编著过程中得到了多方的支持和帮助, 尤其是得到总装第 33 基地聂碑研究员、电子信息系统复杂电磁环境效应国家重点实验室主任汪连栋的鼎力支持与相助, 该基地与实验室也给予了我们大量、翔实的相关资料与数据, 并提供了相应的系统实验平台, 特此鸣谢。与此同时, 也感谢空军预警学院的王永良教授、秦江敏教授、杨瑞娟教授、梅进杰及陈



伟副教授对本书稿的编著与完成均提出了许多指导性的建议；黄美荣、崔晓梦、朱淑梅、鲍蕾蕾、高路等同事为本书做了大量的编写辅助工作。

现代电子信息理论涵盖之博大精深，现代通信技术发展之日新月异，现代信息战与电子战之风云变幻，远非笔者水平所能涉及与阐述。书中虽对此领域蜻蜓点水，但确期待能起抛砖引玉之功效。当然，文中难免有不妥和不足之处，殷切期待同仁和读者批评指正。

电子信息系统复杂电磁环境效应国家重点实验室特聘教授

中国人民解放军空军预警学院教授 吴利民

写于 2014 年 10 月，武汉



# 目 录

第 1 章 绪论 .....	(1)	2.6.2 天线 .....	(36)
1.1 无线电通信 .....	(1)	2.6.3 射频前端 .....	(37)
1.1.1 军事通信发展的基础 .....	(1)	2.6.4 基带处理 .....	(38)
1.1.2 通信系统基础模型 .....	(2)	参考文献 .....	(38)
1.1.3 无线电通信 .....	(3)	第 3 章 通信电子战 .....	(40)
1.1.4 软件无线电与认知无线电概述 .....	(4)	3.1 电子战 .....	(40)
1.2 复杂电磁空间制信息权的争夺 .....	(5)	3.1.1 信息战 .....	(40)
1.2.1 通信电子战 .....	(5)	3.1.2 电子战 .....	(43)
1.2.2 其他电子对抗类型 .....	(6)	3.1.3 雷达电子战 .....	(45)
1.3 人工智能技术 .....	(7)	3.1.4 光电电子战 .....	(47)
1.4 顶层面思考 .....	(8)	3.1.5 通信电子战 .....	(47)
1.4.1 人与机器 .....	(8)	3.2 测频与截获 .....	(47)
1.4.2 关于信息 .....	(9)	3.2.1 测频与截获的环境 .....	(48)
1.4.3 信息及信号传输频带宽 .....	(11)	3.2.2 搜索接收机 .....	(49)
1.4.4 总结 .....	(11)	3.2.3 对 LPI 信号的截获 .....	(52)
参考文献 .....	(12)	3.2.4 测频的性能指标 .....	(53)
第 2 章 认知无线电技术 .....	(13)	3.3 测向与定位 .....	(53)
2.1 认知无线电技术的产生背景 .....	(13)	3.3.1 振幅法测向 .....	(53)
2.2 认知无线电的概念 .....	(14)	3.3.2 相位法测向 .....	(55)
2.2.1 多种定义 .....	(14)	3.3.3 定位技术 .....	(58)
2.2.2 认知无线电能力 .....	(15)	3.4 通信电子进攻 .....	(60)
2.2.3 认知无线电中的关键技术 .....	(17)	3.4.1 通信电子干扰 .....	(60)
2.3 频谱感知 .....	(19)	3.4.2 窄带干扰 .....	(61)
2.3.1 基本感知方法 .....	(20)	3.4.3 宽带干扰 .....	(63)
2.3.2 联合检测 .....	(22)	3.4.4 火力打击 .....	(64)
2.3.3 协作感知 .....	(23)	参考文献 .....	(65)
2.3.4 广义感知 .....	(25)	第 4 章 战场复杂电磁环境效应分析 .....	(66)
2.4 频谱决策 .....	(26)	4.1 战场电磁环境及复杂电磁环境效应 .....	(66)
2.4.1 频谱分析 .....	(26)	4.1.1 战场复杂电磁环境效应分析 .....	(66)
2.4.2 频谱决策与分配 .....	(29)	4.1.2 复杂电磁环境对电子信息系统的 作用与效应 .....	(68)
2.4.3 认知无线电学习 .....	(31)	4.2 认知无线电在复杂电磁环境中 的应用优势 .....	(69)
2.5 认知无线电中的安全问题 .....	(33)	4.2.1 感知的广度与深度 .....	(69)
2.5.1 安全威胁 .....	(33)	4.2.2 感知的精细度 .....	(70)
2.5.2 安全对策 .....	(34)		
2.6 认知无线电的实现 .....	(35)		
2.6.1 基本结构 .....	(35)		

4.2.3	感知的全面性·····	(71)			
4.2.4	认知无线电在复杂电磁环境 下的抗干扰识别·····	(72)			
4.2.5	结论·····	(72)			
第 5 章	认知无线电在通信电子防护中 的应用·····	(73)			
5.1	认知防护通信系统·····	(73)			
5.1.1	认知防护通信系统的提出 背景·····	(73)			
5.1.2	认知防护通信系统概述·····	(81)			
5.2	认知防护通信系统的结构及 原理·····	(86)			
5.2.1	认知防护通信系统的总体 结构·····	(86)			
5.2.2	认知防护通信系统感知的纯 信道化结构·····	(87)			
5.2.3	认知防护通信系统的感知 技术·····	(89)			
5.2.4	对随机参量干扰的感知·····	(94)			
5.2.5	方位的感知·····	(98)			
5.2.6	分析识别·····	(101)			
5.2.7	决策机制·····	(108)			
5.2.8	自适应调整·····	(109)			
	参考文献·····	(113)			
第 6 章	认知无线电在通信电子支援中 的应用·····	(115)			
6.1	侦察性能·····	(115)			
6.1.1	频域侦察能力·····	(115)			
6.1.2	时域侦察能力·····	(118)			
6.1.3	空域侦察能力·····	(119)			
6.2	对特定目标的监视·····	(123)			
6.2.1	能量检测·····	(124)			
6.2.2	匹配滤波器检测·····	(124)			
6.2.3	周期谱相关检测·····	(124)			
6.2.4	协作监视·····	(127)			
6.3	智能化侦察·····	(129)			
6.3.1	分类·····	(130)			
6.3.2	聚类·····	(133)			
6.3.3	关联·····	(136)			
6.4	认知无线电在辐射源个体识别 中的应用·····	(141)			
6.4.1	辐射源识别的特征提取·····	(141)			
6.4.2	认知无线电在辐射源识别中 的应用潜力·····	(142)			
6.5	认知无线电在侦察—攻击—体 化装备中的应用·····	(143)			
6.5.1	侦察—攻击一体化装备 概述·····	(144)			
6.5.2	侦察—攻击一体化装备的 结构·····	(144)			
6.5.3	认知无线电在侦察—攻击 一体化装备中的应用潜力·····	(145)			
	参考文献·····	(147)			
第 7 章	战场分布式协作认知无线电·····	(148)			
7.1	战场分布式协作认知无线电 (BDCCR)的概念·····	(148)			
7.1.1	BDCCR 的产生背景及 定义·····	(148)			
7.1.2	BDCCR 的特性·····	(150)			
7.2	战场分布式协作认知无线电 (BDCCR)的工作原理·····	(153)			
7.2.1	BDCCR 的组织结构·····	(153)			
7.2.2	BDCCR 任务阶段的划分·····	(154)			
7.2.3	BDCCR 部署·····	(154)			
7.2.4	BDCCR 感知·····	(157)			
7.2.5	BDCCR 决策·····	(161)			
7.2.6	BDCCR 执行·····	(162)			
7.3	情报的核心——信息融合·····	(162)			
7.3.1	分布式融合·····	(162)			
7.3.2	集中式融合·····	(166)			
7.3.3	目标识别、态势评估和威胁 评估·····	(170)			
7.4	效能的关键——体系攻击·····	(170)			
7.4.1	攻击任务的分配·····	(171)			
7.4.2	攻击的方式·····	(174)			
7.4.3	协作攻击·····	(175)			
7.4.4	自主攻击·····	(179)			
7.5	前沿展望·····	(180)			
7.5.1	BDCCR 的延伸·····	(180)			
7.5.2	BDCCR 与网络中心战·····	(182)			
	参考文献·····	(182)			

# 第 1 章 绪 论

本书讨论将认知无线电与相关理念及其技术方案应用于现代通信电子战中的初步构想。现代通信技术的进步与发展产生了认知无线电，因此，通信技术的进步必然推动现代通信电子战的发展。那么，认知无线电与现代通信电子战之间又存在着什么样的内在联系？为提升通信电子战的作战效能，能否将认知无线电的主要理念应用于现代通信电子战中？如何具体实现其应用？对于这些在国内外尚属全新的课题，本书旨在尝试研究与讨论这方面的基础与一些实用性工作。

本章前三节介绍了有关本书内容的三个基础性主题的简要知识，在 1.4 节中着重阐述了本书的中心思想和主干线索，并概述性地介绍了本书的主要研究内容。

## 1.1 无线电通信

众所周知，现代通信技术的迅猛发展也不断地推动着社会的进步，改善了人们的生活质量，同时也大大改变了人类战争的形态。人们每天都在经历通信，简单地说，通信就是传递信息。传递信息的方法有很多，如电话、短信、微信、电子邮件等，甚至人们简单的一个手势、一个眼神等都可以用来传递相关信息，它们皆属通信的范畴。然而，我们在此更加关注那些使用现代电子技术手段的通信方式，尤其是无线电通信。为完整地描述无线电通信这一概念，本节分别就通信的历史、无线电通信及其未来发展趋势来展开介绍。

### 1.1.1 军事通信发展的基础

在人类发展的历史长河中，战争似乎从未远离。纵观史实记载，在世界文明史的 5000 多年来，先后一共发生了 14 450 多次大大小小的战争，那是人类已面对的残酷现实，炮火、硝烟、鲜血和眼泪……不同历史时期，战争的形态也各不相同，大为迥异。基于战争的发展史来看，古代战争依赖于火药；近代战争决胜于机械；而在现代战争则完全取胜于由电子通信获取的信息。

人类早期的通信主要依靠声、光。例如，击鼓鸣金是利用声通信实现命令传递、战术控制；举世瞩目的万里长城的烽火台则是利用光通信来实现敌情预警。随着人类文明的进步，马匹、信鸽等又慢慢成为远距通信的常用工具。然而，实践证明，这些通信方式有效性低下，可靠性较差，且很耗费人力与物力。

直到人们发明了电，并懂得了利用电能的传输以实现效率较高的电子通信方式，这一状况才得以改变。1838 年，摩尔斯（Samuel F. B. Morse）发明了实用的电报机，并采用著名的“摩尔斯电码”来传输信息，开创了人类电通信的先河。在这之后的一个多世纪中，电通信也不断取得新的发展，表 1-1 给出了电通信发展的简要年谱。

表 1-1 电通信简要年谱

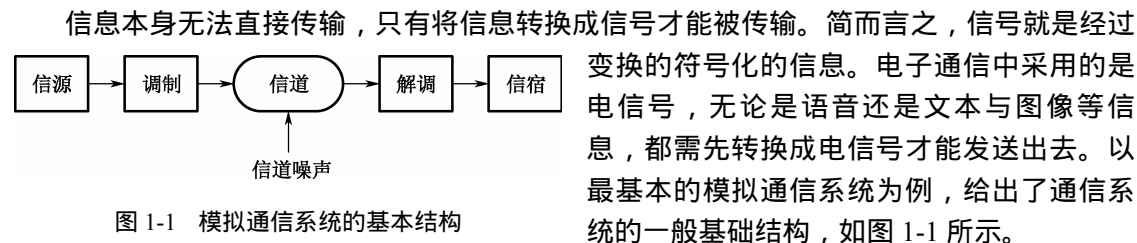
时 间	进 展
1838 年	摩尔斯发明有线电报
1864 年	麦克斯韦提出电磁场理论及电磁辐射方程
1876 年	贝尔发明电话
1896 年	马可尼发明无线电报
1906 年	真空管(电子管)问世
1918 年	调幅无线广播、超外差接收机出现
1925 年	三路明线载波电话, 试用多路通信
1937 年	数字通信的脉冲编码调制(PCM)理论提出
1948 年	晶体管出现, 香农(Shannon)提出信息论, 并开始建立通信统计理论
1958 年	发射第一颗通信卫星
1960 ~ 1970 年	数字传输理论及相应的数字技术得到发展, 超高速数字计算机出现
1970 ~ 1980 年	LSI 程控交换机、光纤通信系统、微处理器得到应用
1980 ~ 1990 年	VLSI、ASIC、ISDN、ATM 得到应用
1992 年	软件无线电概念提出
1999 年	认知无线电理念提出

从表中可以看出, 通信技术经历了一个从有线到无线、从模拟到数字的发展过程。同时, 一些相应的关键理论在电子通信的发展中也至关重要。例如, 信息论的提出就是通信发展史上的一个关键性节点。此外, 现代计算机系统及其软硬件水平的提升也促成了现代通信技术一次又一次的飞跃发展。

譬如, 在冷兵器时代, 战术级指挥基本被限制在视线近距离范围之内; 在有线电话出现之后, 指挥员可以通过有线电话在较远距离上了解作战的进展, 实现远程指挥; 而在现代卫星通信技术得到长足发展的今天, 指挥官在本国境内就能获取地球另一侧战场上的实时进展信息, 并对作战行动进行精确的指挥与控制。因此可以说, 没有现代通信技术的存在与发展, 就没有现代的信息化战争。

人类通信技术的重大变革与发展多半起源于军事斗争领域的作战需求, 现代通信技术的每一次发展与进步都会给军事通信带来巨大的作用与影响。现代电子通信登上历史舞台已将近一个世纪, 它在两次世界大战和上百次的局部战争中宛如一首首无声无影, 但却扣人心弦的壮丽诗篇。

### 1.1.2 通信系统基础模型



在图 1-1 中,信息传输必须要经过信源、调制、信道、解调以及信宿几个环节。信源是将信息转换成电信号的设备。发射部分调制的功能是将电信号调整转换为便于远程传输的信号送入信道,主要包括调幅(AM)、调频(FM)等基本调制及其改进方式。信道是信号的必经传输途径,它包括有线信道、无线信道等。信道中不可避免地存在各种干扰与噪声,这些干扰噪声将混入有用信号中,并与其一同进入接收机系统。接收部分的解调是调制的逆过程,目的是还原出调制前携带信息的原始电信号。信宿则将该信号转换还原成用户需要的各种信息,最终完成上述通信系统的功能。

数字通信系统采用数字信号携带并承载信息。因此,在调制之前,原始数字信号还需要编码,在解调之后也就需要解码。相比经典的模拟通信,数字通信有许多优势,例如信号接收的正确率更高、更利于保密等。由于电子计算机所使运行的也正是数字信号,因此,数字通信系统就能很好地与计算机系统进行交互,从而具有更为强大的通信功能。

### 1.1.3 无线电通信

1896年,意大利工程师马可尼发明了无线电报。从此之后,无线通信就翩翩登上了人类电子通信的历史舞台。相比有线通信,无线电通信对传输介质几乎没有要求,在空气或真空中就能完成信息信号的传递。这也使通信变得更快速灵活,更便捷高效,更具备较强的适应性。就在当今移动通信如此发展的今天,无线电通信仍是一切移动通信的基础。今天人们之所以能够随时随地顺畅地与他人进行信息交流,靠的就是传统的无线电通信方式。

在无线电通信中,信息的传输是通过一定频率的信号的高频电磁波在空间传播来实现的。无线通信中常用的频段如表 1-2<sup>[1]</sup>所示。要实现无线电通信,必须通过天线将高频无线电信号发射到空中去。天线的形式有很多,在实际中选用哪种天线取决于通信的目的和不同频段。天线的尺寸与发射电磁波的波长有关,波长越长,所需天线的尺寸就越大。另外,为了有效地发射或接收电磁波,通常要求发射或接收天线的尺寸不小于信号对应波长的 $1/10$ <sup>[1]</sup>。

表 1-2 无线通信用频段

频 段	名 称	典型通信应用
3 ~ 30Hz	极低频(ELF)	远程导航、水下通信
30 ~ 300Hz	超低频(SLF)	水下通信
300 ~ 3000Hz	特低频(ULF)	远程通信
3 ~ 30kHz	甚低频(VLF)	远程导航、水下通信、声呐
30 ~ 300kHz	低频(LF)	导航、水下通信、无线电信标
300 ~ 3000kHz	中频(MF)	广播、海事通信、测向、求救
3 ~ 30MHz	高频(HF)	远程广播、电报、电话、传真、搜寻救生、空海通信、船岸通信、业余无线电
30 ~ 300MHz	甚高频(VHF)	电视、调频广播、陆地交通、航管、导航、飞机通信
0.3 ~ 3GHz	特高频(UHF)	电视、蜂窝网、微波链路、导航、卫星通信、GPS
3 ~ 30GHz	超高频(SHF)	卫星通信、微波链路、公用陆地移动通信
30 ~ 300GHz	极高频(EHF)	卫星通信、移动通信

续表

频 段	名 称	典型通信应用
43 ~ 430THz	红外(7 ~ 0.7 $\mu$ m)	光通信
430 ~ 750THz	可见光(0.7 ~ 0.4 $\mu$ m)	光通信
750 ~ 3000THz	紫外线(0.4 ~ 0.1 $\mu$ m)	光通信

### 1.1.4 软件无线电与认知无线电概述

在过去的一个多世纪中,无线电通信系统及其技术已经获得了快速的发展与提升。伴随着现代计算机系统软硬件技术水平的发展,未来的无线电通信将朝着更高效灵活、更便捷可靠且更具适应性的方向迈进。这就是建立在一系列无线电通信新理念与新技术基础上的近年来问世的软件无线电(Software Defined Radio)和认知无线电(Cognitive Radio)体系结构。软件无线电和认知无线电这两个概念均是由美国学者 Joseph Mitola 博士分别于 1992 年和 1999 年提出的。这两者具有较强的内在联系,目前皆为现代通信技术领域研究的热点专题。

20 世纪 90 年代,计算机技术、微处理器技术、DSP 技术、VLSICs 和 ASICs 技术,以及软件技术得以迅猛发展与广泛应用。在这种较为成熟的技术背景条件下,软件无线电的概念得以出现与升华。它的基本思想可总结如下<sup>[2]</sup>:

- **完全数字化 (fully digitization)**。软件无线电的美好思想是力图从通信系统的基带信号直至中频、射频段全部进行数字化处理。
- **完全的可编程性 (fully programmability)**。软件无线电建立在通用的硬件平台基础上,将通信系统的各种功能完全由相应的可编程软件来实现,包括宽频带内的可编程信道调制方式、可编程的射频与中频频段、可编程的信道解调方式、信源编码、解码方式等。
- **系统升级的便捷性与系统功能的可扩充性 (flexibility and extendibility)**。软件无线电中,对系统功能的更新与升级只需进行相应软件的升级,而一般无需对硬件电路进行改进。
- **系统便于实现模块化 (modularization)**。根据软件无线电的基本思想,对现行的通信系统均可实行模块化设计,模块的物理及电气接口性能指标符合统一、开放的标准。系统运行中通过更换单一模块,以及可维护或提高系统的性能,便于系统间的复用。

随着现代通信的迅猛发展,通信系统设备的扩展与普及,不同频段通信的用户和业务量也大幅上升。鉴于原本有限的无线电频谱资源日益稀缺,而现行的频谱使用方案效率较为低下,并限制了通信的进一步发展以及通信业务的进一步扩充的现状,人们迫切需要一种新的技术来解决提高现行无线频谱利用率的焦点问题,于是,认知无线电的概念应运而生。Joseph Mitola 博士在其奠基性的研究工作基础上,提出了认知无线电(Cognitive Radio, CR)的概念。CR 的核心思想是其具有较强的频谱感知、人工智能与学习能力,它能与周围环境交互信息,以感知和利用在该空间的可用空闲频谱,并限制和降低占用频谱时发生的冲突。

认知无线电构建了一种全新的无线通信系统,它的基本内涵是能够感知包括频谱在内的



多维环境信息,并能够基于不同电磁频谱环境信息动态地对发射端信号进行调整,以提升频谱利用率和通信的有效性与可靠性。在现行的 CR 研究中也有人对 CR 给出了不同的描述。美国 FCC 在 FCC-03322 中建议将任何具有感知频谱且具备自适应调整意识的无线电系统均可称为认知无线电(CR)。FCC 对 CR 的更具体确切的定义是:CR 为基于与操作环境的交互、能自适应地、动态地改变系统中发射机主要参数的无线电设备,主要具有所处频谱环境感知和传输信号参数自适应调整修改的功能。具体而言,CR 这种新型无线电能够在较宽的频带内准确可靠地感知频谱环境,检测主用户(已授权用户)的频谱占用情形,从而能做出分析判断而自适应地占用即时可用的本地频谱,并能同时在整个通信过程中不给主用户造成任何妨碍与干扰。显然,由于无线电传输环境中的无线信道和干扰是随机变化的,这就预示着 CR 将具有较高的智能性、学习性与灵活性。

目前,对 CR 应用的大部分是建立在上述 FCC 定义的基础上,因此,人们也常称 CR 为频谱捷变无线电、机会频谱接入无线电等。总之,认知无线电的核心思想就是通过频谱感知(Spectrum Sensing)和系统的智能学习能力,实现动态频谱分配(Dynamic Spectrum Allocation, DSA)和频谱共享(Spectrum Sharing)。

当然,值得强调的是:软件定义无线电(SDR)是实现认知无线电(CR)的理想平台。由于本书旨在将认知无线电的基本理念与技术应用于现代通信电子战中,因此在本书第 2 章中,我们还将针对认知无线电进行深入的探讨。

## 1.2 复杂电磁空间制信息权的争夺

进入当今的电子通信时代以来,在现代信息战中的复杂电磁空间已逐渐成为除陆、海、空、天之外的另一作战的时空领域。显然,复杂电磁空间的斗争与制信息权紧密相扣。如果没有占领电磁空间的優勢,就不可能取得制信息权。具体而言,电磁空间的斗争首当其冲地与通信有着密切联系:其一,电子通信是现代战场的神经,是赢得制电磁权的根本保证之一;其二,由电子通信所衍生出的通信电子战是电磁空间斗争中争夺制信息权的最重要的一个组成部分。后者就是本书讨论的重点部分。此外,在电磁空间制信息权的争夺中还包括一些其他的组成部分,如雷达、遥感遥测以及光电等频段上的对抗争夺。然而,所有这些复杂电磁空间制信息权争夺的所有组成部分在系统的本质上是一脉相承的。因此,本书中所探讨的利用认知无线电实现通信电子战的新思想与方案也同样可类推于其他形式的电子战。

### 1.2.1 通信电子战

何谓通信电子战?现代通信技术的多元化进展催生了军事斗争中敌对双方围绕电子通信系统展开的通信技术对抗,这种对抗在军事上称为通信电子战。在战争中,敌对双方都企图破坏对方通信系统的正常功能,同时也都期望己方的通信系统能够正常可靠地工作。这就是通信电子战中的通信电子进攻和通信电子防护所需达到的目的。然而,实施有效的通信电子进攻和通信电子防护必然需要得到关于行动客体的信息支持,即每一方都需要设法获取对方电子系统的相关信息以及可能传输的信息,也就是早期的电子侦听与电子截获,现统称为所

谓的通信电子支援作用。于是，我们自然可以得知，现代通信电子战主要由三个方面组成，即通信电子支援、通信电子进攻及通信电子防护部分。

现在，我们不妨回顾一下图 1-1，有目共睹的是：在一个无线电通信系统中，信道是一个完全自由与开放的空间，它为一方向另一方发起通信电子进攻提供了自由与便利。事实上，大部分通信电子进攻所采取的方式都是“强干扰插入于信道，噪声作用于接收机”，如图 1-2 所示。干扰是与有用信号无关的杂乱信号，且功率较强。因此，接收端的有用信号就被淹没在干扰中，难以检测。

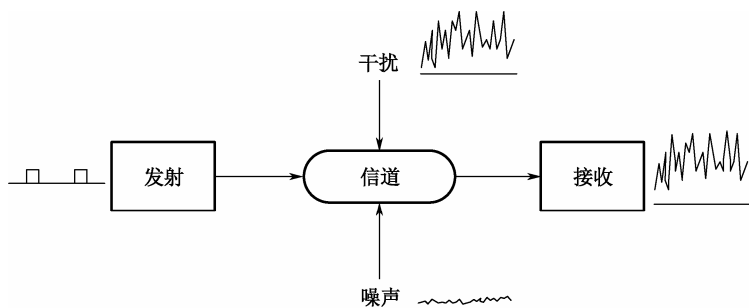


图 1-2 通信电子进攻基本模型

利用干扰与有用信号的非合作性，通信方可以采取相应的电子防护技术。一方面，是适当控制通信电台的使用，适时保持无线电静默，这是一种行之有效的方法，但它必然会在一定程度上影响通信系统的工作效能；另一方面，还可以利用更为复杂的信号来传递信息以降低信号的截获概率，例如目前在电子通信中采用的各种扩频通信技术。

通信电子支援是为通信电子战及上级决策提供情报支撑的信号探测与侦察行动。鉴于频域和空域信息在电子战中最为重要，通信电子支援也可大致分为测频和测向定位两部分，分别用来确定目标的工作频率和空间方向或位置。

反辐射攻击在作战目标和搜寻的原理上均表现出电子战的特征，因此本书仍将其考虑为一种通信电子进攻的手段。

### 1.2.2 其他电子对抗类型

电磁空间争夺制信息权斗争的最原始类型是通信电子战。然而，随着现代电子信息技术的不断发展与创新，雷达、光电等电子系统设备相继出现在现代战争中。相应地，针对这些设备展开的电子技术对抗也为这种电磁空间斗争开辟了新领域。

现代作战对抗主要采用的是电子对抗方式及其手段。所谓对抗就是敌对双方为削弱、破坏对方电子系统及其设备的使用功效、并且能保障我方电子系统及其设备正常发挥效能而采取的各种电子对抗及其防护措施与行动，俗称电子战。电子对抗也分为这三方面：电子对抗侦察、电子干扰和电子防御。电子对抗按电子设备的类型可分为雷达对抗、无线电通信对抗、导航对抗、制导对抗、光电对抗和水声对抗等；按配置部位又可分为外层空间对抗、空中对抗、地面与海面对抗以及水下对抗等。当前，机载电子对抗系统是现代电子对抗的主要手段。毋庸置疑，随着弹道导弹和卫星技术的进一步发展，外层太空空间也将是一个新的战场。因此电子对抗将在未来的现代化战争中，对战略攻防起到非常重要的作用。

在此,我们不打算对雷达、光电乃至空间电子对抗的具体细节进行探讨。这里只想强调的是:无论电子战的对象是什么,其基本原理都是类似的。这种具有类似性、通用性的内在原因就是它们均使用电磁波传播,皆存在从发射到接收的系统及其过程。例如,在通信及雷达系统中,超外差式皆为应用最广泛的调制解调结构。因此,我们在研究通信电子战系统及其应用方法的同时,应当留意它是否同样也适用于其他类型的电子战,即电子对抗。

一个更高阶的课题是现代综合电子战,它摒弃分而治之的思路,将各种类型的电子战综合在一起来考虑它们的综合运用。综合电子战所反映出的是体系作战的基本理念。众所周知,以往的电子战通常是基于系统设备的,对战场全局没有足够的考虑与重视。而体系作战则强调作战行动的联合性与整体性,由单项作战行动之间的密切协同,共同构成一个具有高效内联的综合系统。虽然,综合电子战的思想对提升电子战能力有着重大的意义,但在实际应用中仍面临着诸多的现实问题。譬如,它对电子设备性能有较高的要求,另外还需要多兵种部队的合理协同组织、高效运作,因此,必须将其作为一项系统工程来看待。

### 1.3 人工智能技术

近百年来,人们总是希望凭借人工制造的系统来模拟人类大脑的智能,这种技术称为人工智能(Artificial Intelligence, AI)。尽管能完全模拟人脑思维的人工智能系统一直还未出现,但人工智能技术在近几十年来仍然取得了显著卓越的进步。

人工智能这一概念是在1956年的达特茅斯会议上被正式提出的,其可行性主要是建立在数学推理的形式化、控制论以及信息论等相应学科的理论基础上。这是因为哥德尔不完备定理、图灵机以及邱齐的 $\lambda$ 演算证明了任何形式的数学推理都能在一定条件的限制下机械化,控制论对网络的控制性和稳定性进行了描述,而信息论则总结了信息的数字信号表示及其传输的拓展性。当然,人工智能的发展史是和现代计算机科学及其技术的发展休戚相关的。除了计算机科学之外,人工智能还囊括了信息论、控制论、自动化、仿生学、生物学、心理学、数理逻辑、语言学、医学和哲学等众多的学科。人工智能这一学科研究的主要内容包括:知识表示、自动推理和搜索方法、机器学习和知识的获取、知识处理系统、自然语言理解、计算机视觉、智能机器人、自动程序设计等多方面。显然,人工智能是一门极富挑战性的学科,从事这门学科研究的人不仅必须精通计算机知识,而且还需对心理学和哲学学科的知识有一定程度的掌握。

在人工智能的研究初期,研究工作进展比较顺利,人们也看好人工智能的前景,并认为不久就会出现能完全模拟人类大脑的机器。随着研究的不断深入,人们逐渐发现这个目标在当时的技术背景及水平下是根本无法实现的。20世纪70年代,人工智能的研究曾一度陷入低谷。后来,由于专家系统的研究与发展而得以广泛应用,对人工智能技术的研究在20世纪80年代迎来了再度繁荣与发展。历经兴衰波折,迄今人们已倾向于讨论人工智能技术在一些电子技术领域内的具体应用,它主要包括:语音识别、数据挖掘、数据分析、机器学习、模式识别、神经网络、智能决策等重要领域。

本书侧重于一种具有较高智能水平的通信电子战系统,其中利用的许多关键技术都来源于人工智能技术。譬如,自成体系的通信电子战系统要求具有性能可靠的感知网络,而且要

求这一感知网络能具有随复杂战场环境和不同作战任务进行动态变化的特性。在此基础上,系统能根据感知的信息,控制战场各战斗单元的协同进攻与防护。由于现代战场的复杂性与实时性的需要,大数据的处理、分析、决策应当在足够短的时间内完成,对此人脑的速度和可靠度也越来越不能适应这种要求。为适应这类复杂问题的求解需要,通信电子战系统必须借助相应的机器智能技术。下一节将针对人与机器的问题进行讨论。

## 1.4 顶层思考

### 1.4.1 人与机器

今天,通信充满并充实着整个人类的日常生活,电话、电视、手机、无线网络等都是现代通信技术发展到一定阶段的必然产物。通信,即信息互通,使信息在不同的主体之间传递。比如,人与人之间的对话交流就是一种基本通信。当然,通信的主体也不一定是人。现以步话机的信号传输为例,完整的信息传递过程可用图 1-3 来描述。用户 A 通过步话机向用户 B 传递语音信息,信息传递可分成三个阶段。阶段 I 和 II 中信息由机械波(即声波)来传递,通信的主体是人与步话机;阶段 III 中信息由电磁波传递,通信的主体是步话机与步话机。由此可以看出,虽然通信最终是为人服务,但具体的通信主体可能是人,同样也有可能是机器。现代通信技术的着力点主要是机器与机器之间的通信,即图中的阶段 II。

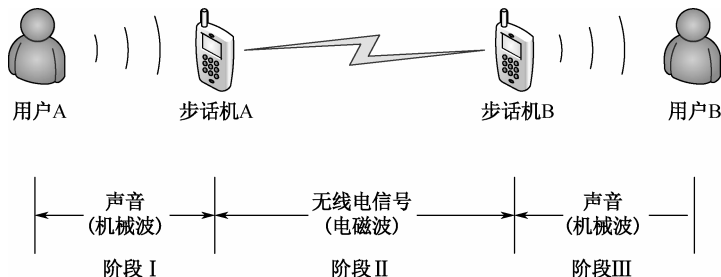


图 1-3 步话机信号传输时的信息传递过程

现将思路转至另一个概念——战争。战争是人类矛盾的终极体现,它能涉及整个人类社会的每个技术领域,当然包括通信领域。早在我国先秦时期,人们就懂得利用狼烟缭绕这一最原始的通信来传递信息以通知远距离的部队准备迎敌开战。时至当今,通信更是一切军事行动中必不可少的关键要素。尤其是现代陆海空三军的合同作战、联合作战,更需要以高质量的一体化通信网络作为根本基础。由于军事通信具有重要的地位和作用,必然围绕军事通信展开的电子战会愈演愈烈。电磁空间成为敌对双方除陆、海、空、天之外的又一争夺领域已成事实。

综上所述,让我们对电子战中人与机器的通信问题做一些更为深入的思考。正是通信机器的不断进步带来了人类通信的惊人变化。相应地,电子战也必须依托于相应的电子系统设备,所有电子战命令的传递过程最终都需要依托机器系统来完成。据此看来,似乎先进的机

器系统已经成为战争的主导者。但事实的确如此吗？

毫无疑问，答案是否定的。在现代战争中，机器并没有取代人而成为主导者。虽然现代高技术武器装备能够完成许许多多无法完成的任务，但它始终无法取代人的缜密思考与指挥能力。“我思故我在”，思考是战争中人与机器的本质区别。自动化系统水平再高的武器，也无法完全脱离人的指控去独自运作。那么，在战争中，机器的角色究竟是什么地位与作用呢？

这一问题的答案与不同历史时期的技术背景有关。在冷兵器时代，机器可以用来放箭、投石；火兵器与机械时代出现后，机器系统可用于射击与远距离发射；而在智能技术取得全新进展的今天，机器系统还能够感知战场环境、处理信息、辅助决策、控制行动。更重要的是，一些自动化机器系统在完成这些方面的工作上往往比人更出色。因此，根据优化配置原则，我们应当尽可能使用机器系统来完成这些工作。图 1-4 展示了在现有智能水平下实施高效能通信电子战的体系结构。

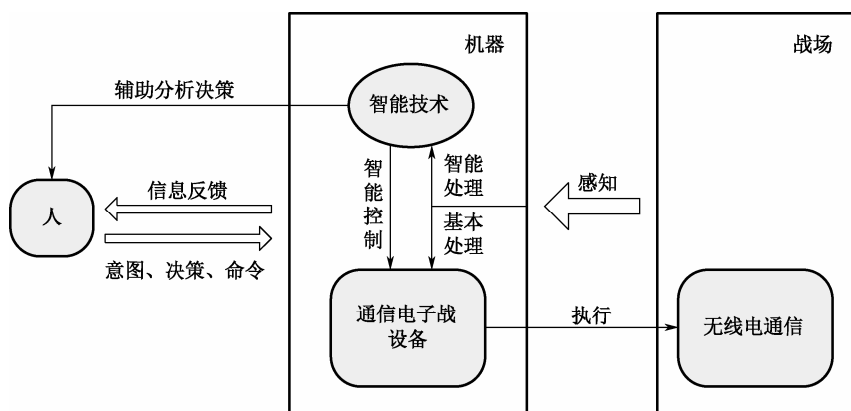


图 1-4 高效能通信电子战体系结构

图 1-4 所示的体系结构对通信电子战中人、机器和战场三者的作用和联系进行了一般性的统筹描述。人在系统中的角色是决策者和监督者，也仅是决策者和监督者，如果要用另一个词来描述，那就是思考者。执行者的任务完全由机器来承担，因为机器系统的效率更高。智能技术在系统中并不是哪一个具体的功能模块，它只是一种新的信号流程处理方式。利用智能技术能够对感知的信息进行智能化处理，以更加深入地了解当前战场的实时情况；能够对通信电子战系统设备进行智能控制，以更好地适应当前战场环境。由于战场的复杂性，智能技术还需要凭借依托合适的决策算法为指挥者的思考提供帮助和支持，提高决策的效率及合理性，此乃所谓的辅助分析决策。

综合来看，在这个循环交互的过程中，感知、处理、决策、控制使机器系统在现代化战争中拥有了全新的功能——认知。机器系统要认知战场环境，认知作战信息，认知作战行动，认知系统自身。在现代高效能的通信电子战中，由人主导指挥的具备认知能力的机器系统是基于当前电子通信技术水平的主体作战力量，这就是机器系统应当扮演的角色。

#### 1.4.2 关于信息

何谓信息？简言之，它就是情报与消息的内涵。信息量的大小可用它对接收者的不确定

性及其怀疑与震惊程度的大小来加以衡量。当然,如果要对现代战场信息做一个简要的概括,我们认为用“不确定性”一词来描述与形容是再恰当不过的。虽然以往的战场也充满着各种不确定性,但它们已完全无法与今日的战场情形相提并论。举一示例:在雷达屏幕上显示某片空域空无一物,但是否意味着真的目标全无?一般还是没人敢轻易下定论。又如雷达显示屏上有大量的点迹,但是否真的代表有目标?同样也没有人敢轻易给出结论。因为在雷达显示屏空无一点点的背后可能是隐身目标;在显示屏上显示大量点迹的背后可能是由于敌方的假目标干扰。因此,整个现代战场就像隔了一层浓雾与厚纱,越来越难看清它的真实面目。

由于不确定与难分辨,因此会导致判断、决策与行动变得不可靠,所以降低这种不确定性已成为作战一方的致力方向。不同的人与系统具有不同的降低不确定性的方法与水准。第一部分是基于现有角度增强观察力度,第二部分则会换几个角度获取更多的信息。若以上述隔纱的战场来比喻,前者就是再瞪大眼睛,甚至戴着眼镜再去看也是无济于事;而后者则是换几个角度,利用更新的反隐身技术进行更多的观察。显然前者解决不了根本问题,隐身飞机的隐身性(那层纱)是客观存在的,并不会随主观改变而改变,所以利用再好的信号处理技术也都于事无补。这一问题的出路只有一条:利用新技术获取更多的信息。

这条出路的合理性可以从信息论中得到印证。1948年,香农(Shannon)在《通信的数学原理》中提出了“信息熵”的概念,他利用一个非常简单的公式鬼斧神工般地将信息和事件发生的不确定性联系起来。此公式为

$$H(X) = - \sum_{x \in X} P(x) \log P(x) \quad (1-1)$$

式中, $X$ 表示不确定性事件, $H(X)$ 表示事件 $X$ 的信息量(信息熵), $x$ 表示 $X$ 可能的取值, $P(x)$ 表示 $X$ 取为 $x$ 的概率。需要注意的是, $H(X)$ 在表示事件 $X$ 的平均信息量的同时,也反映了消除事件出现 $X$ 不确定性所需的信息量。因此,没有新的信息,事件的不确定性怎样都无法消除。正如吴军在《数学之美》中所述:“如果没有信息,任何公式或者数字的游戏都将无法排除不确定性。”

让我们返回雷达对隐身目标的探测问题。经总结有关战例和文献后不难发现,对抗隐身目标的探测方法无一不是在遵循着获取新信息的思路与方向。在主力预警雷达无法探测隐身目标的情况下,人们经常转而使用老式的米波段雷达去辅助探测,这就是换个角度观察以获取新信息。另外,利用多部雷达相互组网也是对抗隐身目标的一种有效手段,这同样反映出了增加信息量组合的原则。

那么,如何增加从战场获取的信息量就成为必须要面对的实质性问题。上面的示例为我们指明了方向——基于多角度。这里的“角度”不仅仅是指空间意义上的角度,还存在于包括频率域、时间域、能量域、调制域等在内的多个域中。由于战场所涉及的域太多,而且每个域的范围又太广,单部设备根本无法担负起对这些域的感知任务。尽管不同战术行动的侧重点有所不同,但依托单部设备终究难以取得良好的感知效果。因此,合理可行的方法与途径必然是使用多部设备联合以共同感知。

此外,根据信息论中条件熵的概念和性质<sup>[3,4]</sup>,也可以得出一个结论:如果在对事件 $A$ 进行观测之外,又额外地对与 $A$ 相关的事件 $B$ 进行观测,那么这样的两个观测结果将会比单纯对 $A$ 观测的结果消除更多的不确定性。也就是说,以多部设备进行战场感知的对象不应局限于所关注的对象本身,而应包括与其相关的各个方面。仅仅这样仍不够,还需要把多源信息之

间的相关性利用起来,将多源信息综合到一起来分析。这就要求负责感知的多部设备系统应具有信息互联与互动能力,以协同合作的方式共同构成一个大系统以发挥更大的功效。

事实上,协作不仅应在战场感知中得以应用,而且也同样要注重攻击和防御行动中的协作理念。感知是客观战场影响主观的过程,而攻击和防御是主观影响客观战场的过程,从这个角度来看,两者互为逆过程。若只有协作的感知,没有协作的攻击和防御,终究无法形成完备的作战体系以发挥其优势。

### 1.4.3 信息及信号传输频带宽

大千世间,芸芸众生,永远在随时空千变万化。以上所讨论的,一言以蔽之,信息就是对应万事万物变化状态的可知不可见的一种特殊变化形式。在军事作战中,战场势态也是复杂纷纭,千变万化,从而对应的军事情报与作战信息应运而生。

众所周知,在电子通信中,信息是依赖于电信号来传输的。事物的千变万化总是对应信息的不规则变化,信息不规则的变化对应电信号的随机变化。但正是这信号的随机变化才能携带所需传递的信息。然而,遵循一定规则变化的信号即成周期变化的信号,有周期的信号才有对应的单一信号频率。而具有单一频率的周期信号是无从携带信息的,这是因为它只对应着有规律的、确定性的变化,而这压根就没有对应信息的千变万化的内涵。那我们通常说的电信号频率及信号传输带宽又有什么意义呢?

我们知道,在无线电通信中,代表有用信息的信号通常是由传感器转换输出的,它一般是一个基带信号,即由一群具有不同单一频率、不同振幅的正弦信号混合而成。不代表信息的单一频率的信号是不具备频带宽的,而这一群不同频率的正弦信号聚集凑合在一起就形成了具有一定频带宽的基带信号,它才能真正代表有用的要传递的信息。然而,根据电磁场和电波传播理论,这初出茅庐的基带信号要想自行传输至较远或更远的接收端是低效和不可靠的,甚至无能为力的,它只有通过基带信号对高频信号的调制方式,去搭上那单一高频率的载波信号,经后者的承载才能有效可靠地传输至较远的另一端。那已携载基带信号信息的高频信号现在也就不能再是单一频率的,它已是具有一定传输带宽的高频信号,其带宽的大小是由传输信息的不同以及采用调制方式的不同这两者共同决定的。

现在,我们定性地来探讨信息量与信号传输带宽的关系。

现实世界的场景变化越宽广、越厚重,时局及其事态变化越复杂、越迅速,要反映它们的信息量就越大,对应的电传输信号变化也越快,对应传输信号的带宽也就越宽,在空间传输占用的频谱资源也就越多,结果也要求对应信号传输的电子系统设备的带宽也越宽,即要求占用的频谱就越宽。

显然,在现代高技术条件下的信息战中,由于天、地、海一体化的立体化协同作战,其对应通信电子战的信息数据传输会是海量的,这无疑对电信号及其电子设备传输系统的带宽要求会更高。

### 1.4.4 总结

在前面两小节中,我们讨论的基点分别是由人主导的具备认知能力的机器系统以及协同作战的运作方式。正是基于这两点构成了本书讨论的中心思想,即把具有感知能力的认知无

线电理念应用于协同作战的通信电子战中。因此，本书在后续的第 2 章和第 3 章中将介绍认知无线电与通信电子战，以及第 4 章介绍复杂电磁环境的基础之上，着重在第 5 章和第 6 章阐述具备认知能力的机器如何完成电子防护和电子支援任务，其中的某些部分研究了认知方案的协作运用。第 7 章则通篇讨论电子进攻中的协作式方案。

## 参考文献

- [1] 樊昌信. 通信原理教程（第二版）. 北京：电子工业出版社，2008 .
- [2] 吴利民，薛峰，吴宁生. 软件无线电技术及其应用. 武汉：武汉大学出版社，2000 .
- [3] Thomas M. Cover, Joy A. Thomas. *Elements of Information Theory*. New York: Wiley, 1991 .
- [4] 吴军. 数学之美. 北京：人民邮电出版社，2012 .



## 第2章 认知无线电技术

认知无线电技术是在软件无线电技术基础之上的又一全新的通信技术，它被广泛地认为将在未来的无线通信系统中扮演重要角色。近年来，认知无线电技术蓬勃发展，关于认知无线电中关键问题的研究吸引了各界人士的关注。与此同时，业内也存在关于认知无线电合理性及其规范的一些争论，具体细节并不是本章讨论的重点，一来避免冗长的篇幅，二来细节问题每天都处于变化之中，难以准确把握。本章主要就认知无线电技术的基本概念、原理及一些关键的核心问题进行介绍性的阐述，旨在刻画认知无线电这一新技术的概貌及其突出特点。

### 2.1 认知无线电技术的产生背景

每一种新技术的产生都有其特定的时代背景，认知无线电也不例外。认知无线电技术的产生背景用一句话概括就是日趋紧张的频谱资源。所谓频谱资源就是无线通信所依赖的无线电频段。每个无线通信信号都要占据一定的频率带宽，就像汽车在道路上行驶就必须占据一定的道路宽度一样。当汽车越来越多，而道路总宽度保持一定时，道路资源就会趋于紧张，最终将会不够用。同样，随着无线通信技术的飞速发展以及通信设备的普及，开放空间这个“公共道路”中存在的无线通信信号越来越多，频谱资源也逐渐陷入匮乏状态。特别是近年来无线局域网（WLAN）、无线个人域网（WPAN）以及无线城域网（WMAN）业务的逐渐膨胀，人们对宽带的无线通信提出了更高的要求。

为此，我们必须了解目前的频谱管理制度。目前世界各国、各地区广泛采用的频谱分配方式是固定频谱分配，即将全部频谱分为授权和非授权两个部分。得到授权的用户可以使用授权频段（如电视频段等），而其他用户则不能使用。在实际中，大部分的频谱资源被用来作为授权频段，相比之下，WLAN 等网络通信所工作的非授权频段的资源较为紧张。图 2-1<sup>[1]</sup>出现在许多文献资料中，这里仍然将其给出，以说明非授权频段所面临的严峻形势。图中所示是美国 3kHz ~ 300GHz 频谱的分配情况，可以看出有限的频谱资源已基本被分配完毕。到 2020 年，估计将有 1 万亿部无线设备需要分配无线频谱<sup>[2]</sup>，这对未来无线通信的发展提出了极大的挑战。

现行的频谱管理制度是否合理呢？关于这一点可以从频谱利用率的角度来考虑。美国联邦通信委员会（FCC）的频谱策略任务组指出，3GHz 以下已分配频谱的频谱利用率只有 15% ~ 85%，即这些已分配的频谱在不同的时间和地点只有 15% ~ 85% 正在被使用<sup>[3]</sup>。而 3GHz 以下的无线频谱是比较适合远距无线通信的。也就是说，在不同的时间和地点，大量的频谱资源处于空闲状态，没有被高效地使用。

要解决频谱资源紧张和频谱利用不均衡的问题，就必须提高频谱的利用率。为此，认知无线电（Cognitive Radio，CR）的概念应运而生。

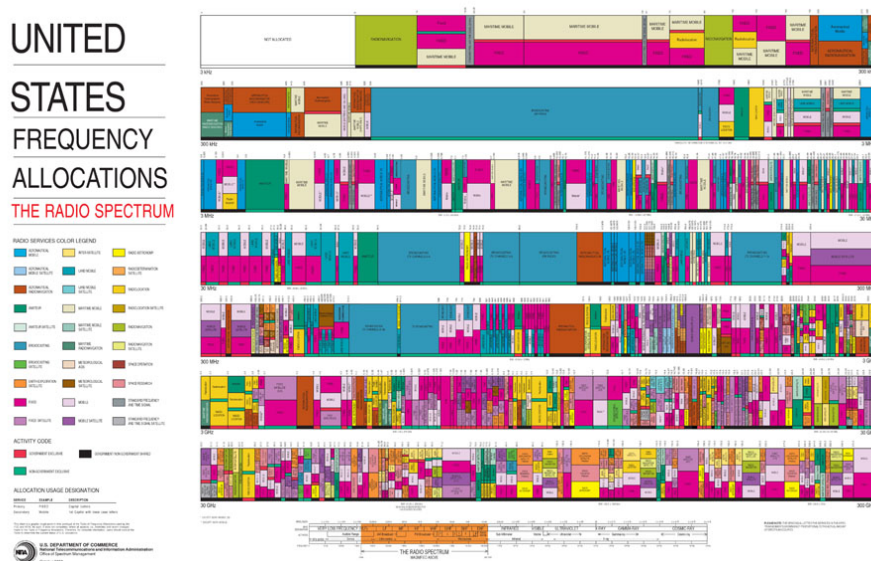


图 2-1 美国 3kHz ~ 300GHz 的频谱分配情况(图片来自网络)

## 2.2 认知无线电的概念

### 2.2.1 多种定义

认知无线电的概念由 J. Mitola 和 G. Maguire 于 1999 年在一篇题为 *Cognitive Radio: Making Software Radios More Personal*<sup>[4]</sup>的论文中所提出。在这篇论文中, 认知无线电被描述成一种可以理解自身所处环境, 并且能够通过对自身的通信过程进行调整使自身适应环境的无线电技术。Mitola 认为认知无线电是软件无线电智能化进步的产物, 它能够通过无线电知识表示语言 (RKRL), 并基于模式推理与网络进行智能的交流。显然, 作为概念的提出者, Mitola 倾向于强调认知无线电的学习和推理能力。认知无线电的基本思想是非授权用户 (也称次用户、认知用户) 通过检测授权频段用户 (也称主用户) 的通信使用情况, 伺机地接入授权频段, 同时始终不影响授权用户的通信。

Haykin 在参考文献[5]中将认知无线电定义为: “认知无线电是一个智能无线通信系统。它能够感知外界环境 (也就是外部世界), 并使用人工智能技术从环境中学习, 通过实时改变某些操作参数 (比如传输功率、载波频率和调制技术等), 使其内部状态适应接收到的无线信号统计特性变化, 以达到任何时间、任何地点的高度可靠通信以及对频谱资源的有效利用。”这种定义较为细致地描述了认知无线电工作的过程, 并且将认知无线电的优势归纳为“任何时间、任何地点的高度可靠通信以及对频谱资源的有效利用”两方面。

FCC 对认知无线电提出了另一种定义, 即认知无线电是一种能够根据与它的操作环境进行交互而改变传输参数的无线电。与 Mitola 的相关描述相比, 这一定义显得更为具体, 得到了更为广泛的接受。

参考文献[6]将认知无线电简单地归纳为一种“非常智能的无线电”。虽然这种说法舍弃

了认知无线电技术中许多方面的内容，但却把认知无线电与以往各种通信方式之间的本质区别直观地表示出来。目前实际使用的通信系统能够在一定程度上自适应地调整发射模式。例如，为了保证用户之间不产生干扰而影响通信质量，3G 通信系统允许用户发射机动态地调整发射功率。WiMAX 系统可以调整信号参数来维持大吞吐量和链路可靠性。然而，这些通信系统中的自适应调整方式都是被预先定义好的。换句话说，这些通信系统的自适应能力能够应对各种能被预见的已知情况，而对未知情况并没有特别的适应能力。认知无线电不仅具备上述这种自适应的调整能力，而且能够适应各种未知情况。另外，相比以往的各种通信系统，认知无线电的自适应能力有了极大的提高。它的可操作参数范围得到了较大的扩展，具体包括信号载频、功率、调制方式、天线波束、电池效用、处理器效用等。

对于认知无线电，目前还没有一个统一的定义，以上不同人给出的各种不同定义各有侧重，但其核心思想基本上是一致的。

### 2.2.2 认知无线电能力

对认知无线电概念的理解，关键在于把握认知无线电所具备的独特的能力。可以说，这些独特能力就是认知无线电这一概念的本质。与定义方式类似，关于认知无线电能力的归纳也存在多种说法，这里列举几种主要的归纳结论。

Mitola 从认知学习和认知循环的角度强调了检测、分析、调整、推理、学习等能力。

#### (1) 检测能力

认知无线电必须要在所涉及到的全频段内进行高精度多维度的频谱检测，及时发现可用频段。另一方面，认知用户（次用户）还必须在使用授权频段的同时第一时间发现授权用户（主用户），确保不干扰授权用户的正常通信。

#### (2) 分析能力

认知无线电必须具备分析所处环境的能力，是对检测结果的预处理。分析的对象具体包括：自身性能、网络内部状态、外部相关数据（频谱使用、策略使用等）以及用户自身需求等相关知识。

#### (3) 调整能力

调整能力是实现认知无线电功能的关键，认知无线电终端通过控制自身功率、调制方式、载频等参数，进行适应当前环境的信息传输。为完成这一功能，认知无线电设备有强大的软、硬件性能，可以在较大的参数范围内迅速完成参数切换。同时，还要在主用户出现或消失时，及时暂停或恢复通信，以使信息传输效率最大化。

#### (4) 推理和学习能力

这一点突出反映了认知无线电的智能特性。推理和学习是指通过对历史数据的深入分析，获取反映数据特征的规律性信息，并对未来的频谱环境做出合理的预测。根据这种理性的预测，就能对自身进行相应的调整。在这一方面主要采用人工智能及其相关技术。

参考文献[7]将认知无线电的能力归纳为认知能力和重配置能力。认知能力体现在认知循环的3个主要步骤中，即频谱感知、频谱分析和频谱决策。其中，认知循环体现了认知无线电设备与外界环境之间信息流动的全过程，如图2-2<sup>[4]</sup>所示。重配置能力是指在不改变通信

设备硬件的情况下调整通信参数的能力。

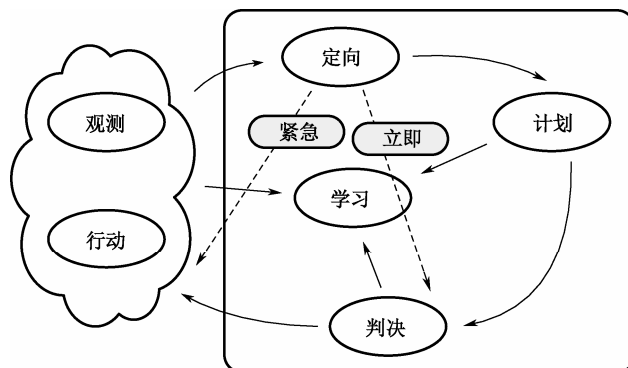


图 2-2 认知循环

除了以上两种归纳以外，根据 Haykin 的定义，参考文献[2]将认知无线电能力归纳为认知能力、自组织能力和重配置能力。该文献对这三种能力的具体说明如下。

#### (1) 认知能力

认知能力是指认知无线电能够感知环境的能力，主要包括：

- **频谱感知**：认知无线电可以感知频谱并检测频谱空穴。频谱空穴就是没有被主用户使用，且能够为次用户所使用的频带。认知无线电可以通过在频率授权方和第三方之间达成协议后共享频谱空穴。最终参与者可能基于 Ad hoc 或实时的办法协商使用频谱，而不需要几方预先达成协议。
- **位置识别**：位置识别是指能够确定自身和其他通信设备所处位置的能力。基于位置信息，认知无线电可以选择在该位置下合适的工作参数。在用于卫星下行的频段，由于只有接收机而不发射信号，定位技术是避免干扰的有效方法。
- **网络/系统发现**：认知无线电终端要找到最佳的通信方法，首先要在自身周围寻找可用的网络，进而通过直接单跳链路或多跳中继节点连接到这些网络。寻找单跳或多跳之外的接入网的能力十分重要。
- **业务发现**：业务发现一般是和网络/系统发现联系在一起的。网络或系统运营商通过接入网提供服务，认知无线电终端可以找到合适的服务来满足自己的需求。

#### (2) 可重配置能力

认知无线电可以看成是更一般化的软件定义无线电(SDR)技术。但与单纯的 SDR 相比，认知无线电具备如下可重配置能力。

- **频率灵活性**：频率灵活性是指无线电灵活地改变工作频率的能力。这种能力一般与根据感知其他发射机信号或其他方法获得的信息来动态选择合适的工作频段结合起来工作。
- **动态频率选择**：动态监测其他无线系统的信息，并且避免与这些系统同频工作的机制。设备用来决定何时改变工作频率或极化模式的方法包括频谱感知、地理位置监测或网络/其他设备的指示等。这种能力可以更一般化为无线通信里动态选择逻辑信道和物理信道。

- **自适应调制/编码(AMC)**：该技术用于改善衰落信道下的信道容量。AMC 可以调整传输特性和波形，以增强频谱接入能力，在其他信号出现时更好地使用频谱。认知无线电应该选择出最合适的调制类型用于特定的传输系统，从而保证系统之间的互操作性。
- **传输功率控制(TPC)**：设备可以通过功率控制在数据传输过程中以不同的传输功率等级动态地切换。当需要以较大功率传输时可以在允许的功率限制内传输，但是当不需要高功率时可以降低传输功率，从而允许共享功率。
- **动态系统/网络接入**：认知无线电终端要接入多个运行不同协议的通信系统/网络，就必须能够自我配置，以兼容多种接入系统。因此在多无线共存的环境下动态系统/网络接入有助于完全使用异构无线网络。

### (3) 自组织能力

为了能更智能地与终端设备通信，认知无线电还应该能根据感知和重配置功能进行自组织通信。

- **频谱/无线资源管理**：需要有好的频谱管理方案来有效地在认知无线电之间管理和组织频谱空洞信息。
- **移动性和连接管理**：由于认知无线电网的异构性，路由和拓扑信息相比传统网络更加复杂。好的移动性和连接管理方案可以有助于邻居发现、检测可用因特网接入和支持垂直切换，从而有助于认知无线电选择路由和网络。
- **信任/安全管理**：认知无线网络本质上也是异构网络，而异构性(例如不同的无线接入技术，系统/网络运营商)带来了很多安全问题。因此认知无线网络的安全运行需要引入信任机制来支持动态环境中的安全功能。

以上关于认知无线电能力的三种归纳方式在主体上是相似的，只是在不同方面的深度和广度不同。Linda E. Doyle 在参考文献[6]中将整个认知循环过程简洁地归纳为观测、决策和行动三个过程。笔者认为，根据这三个基本过程，可以将认知无线电能力归纳为观测能力、决策能力和行动能力。

### (1) 观测能力

观测能力是指认知无线电获取外部环境信息以及自身状态和需求信息的能力。

### (2) 决策能力

决策能力是指认知无线电通过对观测所得信息进行处理来自主地制定自身调整策略的能力。

### (3) 行动能力

行动能力是指认知无线电根据调整策略做出实际调整以适应通信环境的能力。

## 2.2.3 认知无线电中的关键技术

认知无线电的特性体现在从物理层到应用层的各个层级上，其主要技术包括频谱感知技术、频谱决策技术、频谱共享技术、移动管理技术、安全技术等。其中最为关键的内容可归纳为两点，即频谱感知技术和认知决策技术。

## 1. 频谱感知技术

频谱感知技术是完成观测外部环境的关键。认知用户要伺机接入授权频段完成通信，就必须对整个可用频段进行实时感知，及时发现哪些信道正处于空闲状态。另外，当认知用户使用授权频段时，还要监测授权用户，以使认知用户在授权用户恢复通信时及时撤出授权信道，避免对其造成干扰。这种获取频谱占用信息的过程就称为频谱感知。

频谱感知本质上是一个信号检测问题，即判断某个频段上是否存在授权用户信号或其他影响认知用户通信的干扰信号。在统计学上，这是一个假设检验问题，假设的通常形式为：

$$\begin{cases} H_0 & \text{不存在主用户信号} \\ H_1 & \text{存在主用户信号} \end{cases} \quad (2-1)$$

由于各个过程中噪声的存在，信号检测并不总是能正确地判断出主用户是否存在。主用户实际不存在，而认知用户判断其存在的情况称为虚警。主用户存在，而认知用户判断其不存在的情况称为漏警。显然，无论是虚警还是漏警，都是错误的检测，我们都不希望它出现。虚警和漏警的出现概率分别称为虚警概率（ $P_f$ ）和漏警概率（ $P_m$ ），主用户实际存在时正确判断其存在的概率称为检测概率（ $P_d$ ），这几个概率值是衡量信号检测器性能的基本参数。我们希望虚警概率和漏警概率尽可能低，同时检测概率尽可能高。检测器的性能在很大程度上取决于输入信噪比，即

$$\text{SNR}_i = \frac{P_{si}}{P_{ni}} \quad (2-2)$$

式中， $P_{si}$  为输入有用信号的功率， $P_{ni}$  为输入噪声的功率。有用信号的功率通常难以控制，于是降低噪声功率就成为提高输入信噪比的主要途径。

另一方面，认知无线电的功能需求要求信号检测器必须具备快速检测的能力。如果某种检测器的虚警概率和漏警概率都很低，检测概率也足够高，但由于检测带来的时延过长，那么这种检测器仍然不适于认知无线电。第一，检测时延过长使得认知用户所能够使用的空闲时间缩短，影响了认知无线电的信息传输效率。第二，当主用户出现时，如果检测时间过长，则会对获得频谱授权的主用户造成干扰。两者之中，后者带来的不良影响更为严重。影响检测延时的主要因素是频谱感知功能组件的硬件性能以及频谱感知当中所采用的算法复杂度，这也是各项相关研究中提升认知无线电频谱感知能力的重要着力点。

## 2. 认知决策技术

认知决策是认知无线电所谓认知功能的核心，又称为认知引擎。基于感知所得的数据，认知无线电必须制定出相应的通信策略，以指导适应于当前环境的通信行动。具体地说，一方面，认知无线电必须决定当前应该使用的频段、功率、方向等，使其能够充分利用所捕获的频谱资源；另一方面，当认知用户占用授权频段传输信息时，若授权用户出现，则认知用户必须制定下一步的通信策略，从而在不影响授权用户对授权频谱使用的前提下，获得最优的通信效率。

决策本质上是一个优化问题，即在当前环境以及监管政策的约束下，如何最好地满足认知用户的需求。其中，认知用户的需求可以包括各种内容。例如，大多数无线通信设备都希望自身在较短的时间内可以尽可能多地传输有用信息。在这种考虑下，认知用户的需求就是

信息传输效率。此时，认知用户就会在信号的调制方式上选择更为紧凑的编码方式。然而，并不是所有的认知用户都将信息传输效率放在第一位。在某些情况下，用户关心的是信息传输的质量。此时要尽可能地减小码元在传输过程受到的影响，即应选择抗干扰性能较好的编码方式，或者在空域上选择遮蔽较少的信道。

有时，优化问题并不像上述两个例子那样简单。实际的决策往往涉及多方面、多层次的因素，必须进行全方位的综合考量。因此，实际中使用的优化技术通常是跨层优化技术。跨层优化问题中优化的搜索空间遍及无线通信的多个协议层，此举带来的问题是搜索空间的膨胀。理论上可行的做法在实际应用中的代价太大，而且不一定能获得理论上应有的效果。各种亚启发式方法能够帮助解决一些搜索空间膨胀带来的问题。

多方面因素还体现在实际应用中必然出现的多边决策问题。在理论研究时，我们往往从单部认知无线电终端入手，研究的模型通常是在单纯背景下的发射-接收模型。但实际上，认知无线电的应用背景是认知网络。那么，认知决策就必然要考虑多个认知无线电终端之间相互协作的问题，也称为频谱共享或频谱分配。在多个认知用户和多个可用频点的情形下，如何将这若干个频点最合理地分配给这些认知用户就是一个典型的多边决策问题。每个认知用户的决策都会对其他用户的决策产生影响，因此，多边决策问题又归约成为一个博弈论问题。设置多个认知用户的通信参数的原则是多边博弈的均衡。其中，最为著名的均衡是纳什均衡。当博弈进入纳什均衡后，所有认知用户都将沿用现有的个体决策进行通信，改变当前的决策将有害而不利。

在认知无线电中，决策还包括另一项重要的内容，即推理和学习。认知无线电能够在实践中根据与外界环境交互的历史经验信息，不断地进行推理和学习，总结出有益的知识与规律。这些知识和规律将在未来的频谱感知以及决策制定过程中将发挥重要的作用，提高认知无线电搜索可用频段的效率，加快决策反应速度。可以说，学习是认知无线电的关键性优势。

## 2.3 频谱感知

本节将更加详细地讨论十分关键的频谱感知问题。前面曾把感知问题的本质归结为一个信号检测问题。在认知无线电中，信号检测的基本模型为

$$x(t) = \begin{cases} n(t), & \text{对于 } H_0 \\ hs(t) + n(t), & \text{对于 } H_1 \end{cases} \quad (2-3)$$

式中， $x(t)$  为认知无线电终端的接收信号， $s(t)$  为主用户信号， $n(t)$  为加性高斯白噪声， $h$  为信道增益。假设  $H_0$  表示不存在主用户，即主用户未使用授权频段；假设  $H_1$  表示主用户存在。

认知无线电的基本感知方法主要包括：能量检测、匹配滤波器检测以及周期谱相关检测等。认知无线电可以选择使用各种感知方法中的一种或几种，同时使用几种感知方法称为联合检测。基于单部认知无线电终端的频谱感知存在一些固有的缺陷，而使用多部认知无线电终端合作地进行频谱感知能够克服这些缺陷，这种方式称为协作感知。将感知的概念进行推广后，信息获取的渠道将是多样化的，这时可以将其理解为一种广义感知。下面分别围绕这

些主题进行介绍。

### 2.3.1 基本感知方法

#### 1. 能量检测

信号是一种能量，信号的有无可以体现为能量的有无。因此，可以根据检测能量来检测信号是否存在，这就是能量检测的主要思想。

能量检测既可以在时域上实现，也可以在频域上实现。其数字实现的方法均为采样(时域或频域)后求模，平方，再求均值，然后再与一定的门限值进行比较，其原理如图 2-3 所示。时域数字实现与该图中类似。

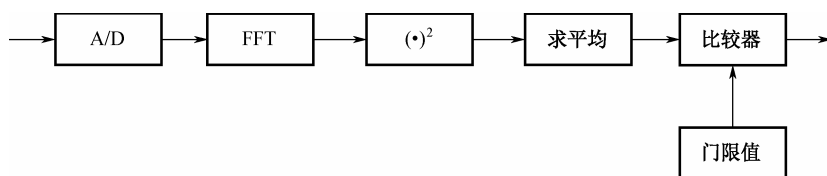


图 2-3 能量检测的频域数字实现原理

既然信号有能量，那么相比  $H_0$  假设， $H_1$  假设为真时认知无线电终端所接收的信号能量就会更大。也就是说，接收信号  $x(t)$  的能量越大， $H_1$  成立的可能性就越大。门限值就是衡量所谓的这个“大”的标准。只要  $x(t)$  的能量超过了门限值，就认为它是大的，因此也就认为  $H_1$  成立，即主用户信号存在。通过对接收信号进行傅里叶变换（实际应用中一般采用快速傅里叶变换 FFT），可以得到认知无线电终端所处信号环境的频谱（功率谱）。在功率谱上，哪个频率的能量超过了门限值，就认为这个频率上存在主用户；相反，认为低于门限值的频段上不存在主用户，是频谱池中的频谱空穴。功率谱的质量与采样点数有着密切的关系，要得到反映实际情况的信号功率谱，必须要在时域上采集足够多的信号样本。而采样点数越多，消耗的检测时间相应也就越长，这又对认知无线电的时效性造成了不利的影响。检测时间和检测性能之间的矛盾客观存在，认知无线电的频谱感知必须对其加以权衡。

能量检测是最简单的一种频谱感知方法。而简单也是它的一大优势，它不需要关于主用户信号的先验知识就可以进行频谱感知。因此，能量检测适用于任何类型的主用户。

能量检测的缺点也是明显的。在整个能量检测的算法中，门限值是是一个非常关键的一个参数，直接影响着能量检测的性能。然而，噪声的强度处于变化之中，恒定的门限值会带来检测性能（检测概率、虚警概率等）的不稳定。而实际中的自适应时变门限值又难以得到<sup>[6]</sup>。缺乏区分能力是能量检测的一个致命性缺陷。虽然在我们建立的检测模型中，两个假设的区别仅在于是否存在主用户信号，但能量检测并不能区分出信道中存在的是哪一种主用户信号，这就意味着若存在除主用户以外的一定强度的干扰信号，则这个干扰信号也会被认为是主用户信号。另外，缺乏区分能力还使能量检测无法应对与噪声能量接近的扩频信号。

#### 2. 匹配滤波器检测

能量检测是一种非相干的信号检测方法，通常用于主用户信号未知的情况。所谓非相干，是指认知无线电终端的感知接收机与主用户发射机的频率和相位之间没有特定的关系。



这也就决定了能量检测中的感知接收机并不针对某种特定的信号。与之相反，匹配滤波器检测是一种相干的信号检测方法，它是在已知信号细节情况下的最佳线性检测器。

匹配滤波器的基本原理如图 2-4 所示。之所以称之为最佳线性检测器，是因为匹配滤波器能够使滤波器的输出信噪比达到最大。根据最大输出信噪比的设计准则，利用傅里叶变换、施瓦兹不等式等工具，可以推导出图中线性滤波器的系统函数为

$$H(\omega) = \frac{\alpha S^*(\omega)}{P_n(\omega)} e^{-j\omega t_0} \quad (2-4)$$

式中， $S^*(\omega)$  为主用户信号频谱的共轭， $P_n(\omega)$  为噪声功率谱。在该式给出的系统函数下，匹配滤波器输出的最大信噪比为

$$\text{SNR}_o = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|S(\omega)|^2}{P_n(\omega)} d\omega \quad (2-5)$$

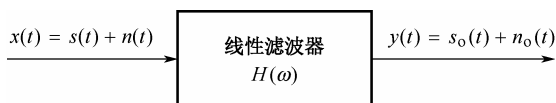


图 2-4 匹配滤波器的基本原理

从式 (2-4) 中可以看出，匹配滤波器能够获得这种令人满意的结果完全得益于主用户信号已知这一前提条件。因此，要设计出匹配滤波器，就必须先知道信号的频谱  $S(\omega)$ 。

从本质上来看，匹配滤波器是类似于一把钥匙开一把锁的模板法。为方便理解，可以用图 2-5 所示的工件来说明匹配滤波器的工作方式。图中上方的三个白色机械工件分别代表三个信号 A、B、C，下方的阴影工件代表某种匹配滤波器。现在要把上方和下方的工件拼凑起来组成一个完整件。从图中可以看出，在信号 A、B、C 中，只有信号 B 能够与匹配滤波器完全吻合（匹配），此时将输出最大信噪比。A 和 C 并不能与匹配滤波器完全吻合，这种不匹配所产生的间隙导致了输出信噪比的损失。

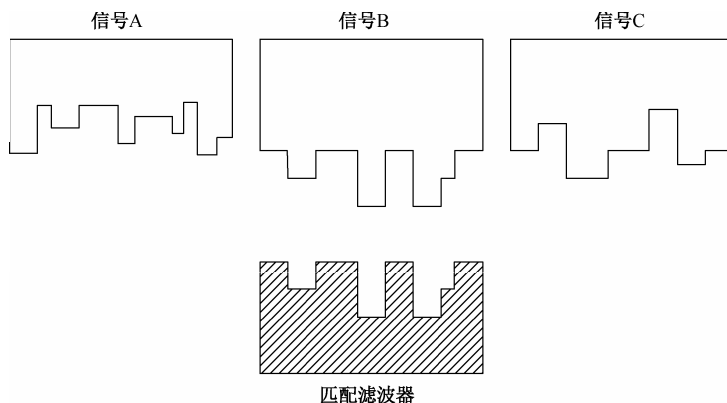


图 2-5 以工件说明匹配滤波器的工作方式

正如以上分析，匹配滤波器的应用场合受到较大的限制。若将匹配滤波器用于认知无线电频谱感知，则对于每一种信号，都要设计专门的匹配滤波器，这显然不现实。另一方面，

认知无线电的发展趋势是对范围更广、形式更多样的主用户信号进行感知，这使得匹配滤波器更不适用于频谱感知。

### 3. 周期谱相关检测

周期谱相关检测又称为循环平稳特征检测，是一种基于信号特征的检测方法。通信信号通常都不是严格的平稳信号，它们的统计特性并不是随时间恒定的。确切地说，这些信号的统计特性呈现出周期性的变化规律（即循环平稳特征）。不同信号的这种周期性变化规律各不相同，通过观测其周期性变化规律，就可以检测出认知用户周围存在哪些信号，从而实现频谱池状态的估计。

谱相关函数（SCF）是对信号循环平稳特性的数学描述，也是周期谱相关检测的核心。对于周期平稳过程  $x(t)$ ，谱相关函数定义为

$$S_x^\alpha(f) = \lim_{T \rightarrow \infty} \lim_{\Delta t \rightarrow \infty} \frac{1}{T \cdot \Delta t} \int_{-\frac{\Delta t}{2}}^{\frac{\Delta t}{2}} X_T(t, f + \frac{\alpha}{2}) \cdot X_T^*(t, f - \frac{\alpha}{2}) dt \quad (2-6)$$

式中， $\alpha$  为周期频率（又称为循环频率）， $f$  为频谱频率。 $X_T(t, f)$  为  $x(t)$  的复频谱，其定义为

$$X_T(t, f) = \int_{t-\frac{T}{2}}^{t+\frac{T}{2}} x(u) e^{-j2\pi fu} du \quad (2-7)$$

式中， $X_T(t, f)$  是中心频率为  $f$ ，带宽约为  $\frac{1}{T}$  的窄带谱分量的复包络。从式中可以看出，谱相关函数  $S_x^\alpha(f)$  反映了信号  $x(t)$  在频率  $f + \frac{\alpha}{2}$  和  $f - \frac{\alpha}{2}$  处谱分量之间的相关程度。实际上，谱相关函数  $S_x^\alpha(f)$  是一个二维函数，它同时随着  $\alpha$  和  $f$  的变化而变化。单看随  $\alpha$  变化的情况，谱相关函数给出了不同周期频率  $\alpha$  下的能量-频率分布。不同信号的能量-频率分布随周期频率  $\alpha$  的变化是不同的，也就是说，谱相关函数体现了不同信号各自的特征。

由于周期谱相关检测是基于信号特征的，它对低功率信号的检测效果较好，适用于信噪比低的环境。同时，周期谱相关检测还能被用来提取信号各类特征信息，对信号调制方式的识别就是一个典型的应用。然而，它同样存在缺陷。要计算谱相关函数，往往需要在比较长的一段时间内求平均，因此周期谱相关检测的时间效率较低。

### 2.3.2 联合检测

从以上对三种主要的频谱感知方法的分析中可以看出，每种方法都有其自身的长处和劣势。如果在实际应用中仅仅选择使用三者当中的某一种，势必会导致认知无线电可靠性的下降。因此，我们考虑将多种感知方法结合起来使用，以达到取长补短的目的。

能量检测实现较为简单，但检测性能不够好。周期谱相关检测的检测性能比较好，但检测时算法复杂。针对两者的优势和劣势，参考文献[6]指出，可以将能量检测用于频带内信号的粗略检测，随后可以使用更加复杂的特征检测进行分析。这就是联合检测的一个例子。

### 2.3.3 协作感知

前面的讨论都是针对单个认知无线电终端，或者称为单个认知无线电节点。在简单的模型中，单个认知无线电终端就能够完成从频谱感知到调整行动的整个过程。但是，在实际应用中，仅仅依靠认知无线电节点自身很难达到与理想模型一致的效果。这是由于现实中的电磁环境远比理想模型中要复杂得多。信道中的噪声以及诸多遮障的存在以及不稳定性给频谱感知带来了巨大的挑战。如果频谱感知设备的微波前端所接收到的信号信噪比过低，则认知无线电无论如何也检测不出主用户。这种情况下，主用户信号被噪声所湮没，认知无线电设备认为主用户没有工作在授权频段上，导致认知用户占用授权频段发射信号，干扰主用户的正常通信。

#### 1. 隐藏终端问题

几乎每篇介绍认知无线电的文献资料都会提到隐藏终端问题，这也是单个节点频谱感知所面临的最为严重的问题之一。这里以图 2-6 简要地说明隐藏终端问题的产生机理。

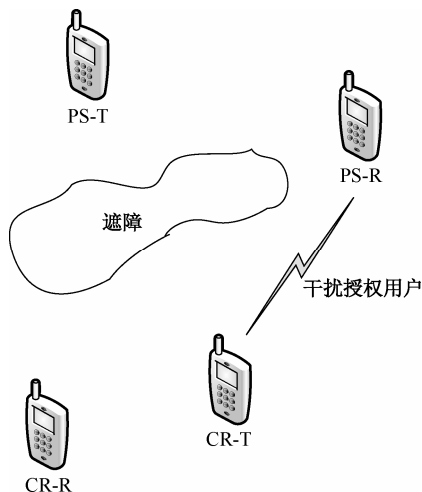


图 2-6 隐藏终端问题

在图 2-6 所示的场景中，授权用户 PS-T 和 PS-R 正在进行通信。然而，授权用户发射端 (PS-T) 与认知用户发射端 (CR-T) 之间存在某种遮障，使得 PS-T 的发射信号无法以足够的信号强度到达 CR-T，即 CR-T 无法获知 PS-T 与 PS-R 之间通信的存在。此时，认知用户认为 PS-T 和 PS-R 所在的授权频段为空白状态，随即接入该频段发射信号。由于 CR-T 与 PS-R 之间不存在强的信道衰落，CR-T 发射的信号会对 PS-R 产生严重的干扰。这就是隐藏终端问题的产生机理。

#### 2. 协作感知的概念

可以分析，在单个节点感知的条件下，无论如何改进频谱感知的方式，总是不可避免地面临着隐藏终端问题的威胁。为此，只有突破单个节点这一限制，改为采用多个节点以协作的方式进行频谱感知。协作感知的基本原理如图 2-7 所示。

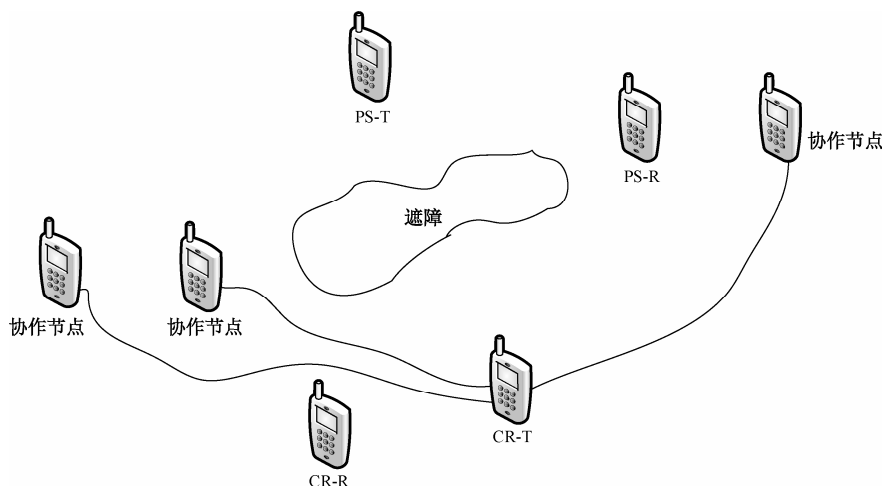


图 2-7 协作感知基本原理

图 2-7 中增加了若干个协作节点共同进行频谱感知，并能够将感知的结果告知 CR-T 节点。CR-T 根据所有感知节点的信息来判断授权信道是否空闲。在图中，协作节点与 PS-T 之间的信道并没有受到遮障的阻挡，因此各协作节点能够准确地感知到 PS-T 所发射的信号，这也就意味着 CR-T 能够间接地感知到授权信道正处于繁忙状态，从而避免了对 PS-R 的干扰，解决了前述的隐藏终端问题。

协作节点本身也是认知无线电终端。在多个认知无线电终端（或称为认知无线电节点）之间建立控制信道，各终端通过控制信道来进行协作的多方频谱感知，从而形成了认知无线网络。认知无线网络中有两大要素，即认知无线电节点以及控制方式。认知无线电节点是完成多角度频谱感知的实体，是信息的认知来源。控制方式是多源信息形成互联作用的关键，是协作网络的核心。从这些方面来看，可以认为协作感知在本质上是多传感器检测。

### 3. 协作感知的优势

图 2-7 已经直观地说明了协作感知是如何有效解决隐藏终端问题的。事实上，隐藏终端问题的解决并不是协作感知仅有的优势。参考文献[8]罗列出协作感知的优势如下：

- 解决了隐藏终端问题。
- 协作节点的增加有利于信噪比较低时的信号检测。
- 减少了对主用户的检测时间，提升认知无线网络对主用户的敏感度。
- 如果要使全局的漏警和虚警概率保持恒定，则每个用户可以使用敏感度相对较差的检测器，降低了硬件成本和复杂度。

以上的每一点优势都是容易理解的。认知无线电协作感知在原理上与防空雷达组网有一些类似之处。在实际的预警探测系统中，经常通过信息链路将部署在不同地点的多部对空雷达组织成为一个庞大的雷达网，并设立专门的情报中心对各雷达的探测数据进行集中处理。通过雷达组网，能够提高预警探测系统对隐身目标、低慢小目标等的发现能力，同时也增强了防空系统整体的毁伤承受能力。

### 4. 协作感知的要求

协作感知的诸多优势并不是凭空而来，组织有效的协作感知本身就有许多的要求。这些

要求都源自协作感知所特有的工作方式。

将各个协作节点连接起来的信息链路是协作感知的关键组成，它必须具备高度的稳定性和足够的带宽。可以预见，在实际应用中，大部分的协作节点都是可移动的。信息链路所用信道本来就是潜在不稳定的，因此必须使信息链路本身有尽可能好的信道适应性，具备良好的抗干扰性能。另外，信息链路必须有足够的带宽，否则将降低节点间数据的传输效率，进而可能对主用户正常使用授权信道造成不利影响。

在协作感知的过程中，需要将各个节点的感知结果进行汇总，并得出最终的判断，这是一个分布式信息融合的过程，如图 2-8 所示。在信息融合理论中，融合的方式可以分为两种，一是“硬判决融合”，二是“软判决融合”。各节点首先基于各自的感知数据分别对观测对象做出判决，然后将这些节点判决结果发送至融合中心，在融合中心产生一个全局的判断，这就是硬判决融合。各节点直接将各自的感知数据发送至融合中心，融合中心基于来自各地的感知数据做出全局判断，这就是软判决融合。两者的区别就在于协作节点自身是否预先进行判决。在硬判决融合机制中，送入融合中心的是一系列判决结果，形式通常比较简单（例如 0/1 变量等），融合算法的复杂度也相对较低。而在软判决融合机制中，送入融合中心的则是各节点的直接观测数据，其形式比较复杂，融合算法的复杂度相对较高。实际应用时采用哪一种融合方式，需要根据硬件条件、技术成熟度等多方面因素来综合决定。

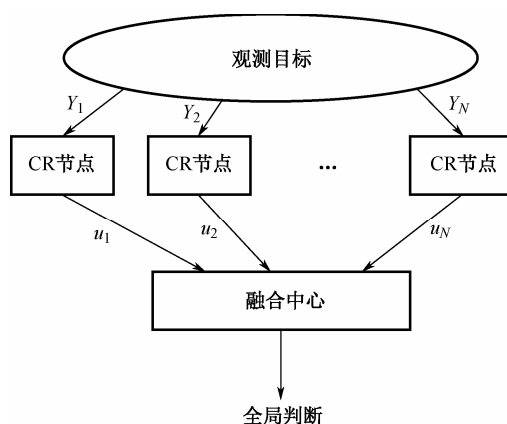


图 2-8 分布式信息融合

节点空间位置的选择影响着协作感知的检测性能。如果各协作节点在空间上比较靠近，则它们的感知结果之间的相关性较大，信息来源相对单一，检测性能较差。如果节点在空间上的分布比较分散，则感知结果之间的相关性较小，信息来源相对丰富，检测性能较好。因此，我们总是希望构成协作网络的各个节点在空间上分散一些，这样发生隐藏终端问题的概率就低一些。然而，协作网络所能承受的分散程度并不是无限大。当协作节点与主用户之间的距离过远时，就算不存在遮挡，协作节点对主用户的检测能力已经远远不足，协作方式也就失去了意义。

### 2.3.4 广义感知

以上讨论的感知信息来源均为认知无线电设备自身，这种单一的信息来源毕竟是有限

的。认知无线电总是希望能够更多地获取关于通信频谱环境的数据。为此，我们可以考虑除基于认知无线电设备本身之外的频谱感知。

参考文献[6]提到了两种实现外部信息分享的方式，一个是广泛可访问的数据库，另一个是可以进行频谱感知的基础网络结构。

可访问数据库方式主要是通过建立包含用户频谱使用信息的电子数据库来向认知用户提供频谱感知数据。认知用户在基于自身能力进行频谱感知之外，还可以访问数据库，获取频谱使用状态。相比认知用户自身的频谱感知，数据库方式能够给出更为详尽的信息，其中可以包括主用户空间位置、传输时间以及发射机的相关参数等，还可以包括关于地形、环境等信道信息。这些信息对于认知用户下一步的频谱决策都是十分重要的。

可访问数据库方式所面临的主要挑战主要来自于频谱感知的实时性需求。在许多情况下，认知无线电需要进行瞬时的频谱感知。在这种情况下，相对静态的数据库则不能为认知用户提供实时准确的频谱使用信息。

基础网络方式是指建立一个专门的多传感器网络来对整个空间和时间的频谱使用情况进行感知。在该模型中，必须要对每个空间点和每个时间点的主用户占用信道状况进行一个量化描述。这样的量化描述就是所谓的“干扰温度”。具体地说，认知用户发射信号将会对主用户的正常通信造成干扰，干扰温度所衡量的就是某时某地认知用户发射的信号在主用户接收机处产生的功率。关于干扰温度的理论认为，主用户可以容忍一定的认知用户信号功率，这个容忍的极限称为干扰温度限。只要在干扰温度限以内，认知用户仍然可以较低功率进行通信，与主用户共存。基于干扰温度的认知无线电模式存在一些争议，这里仅介绍其大致的概念，更详细的讨论可以参见 FCC 的 ET Docket No. 03-237 号规则以及参考文献[9, 10]。

## 2.4 频谱决策

基于频谱感知所得的环境信息，认知无线电需要做出关于如何使用频谱的决策。其中，频谱使用的策略应当包含描述无线通信的各种软、硬件参数。因此，频谱决策本身是一个复杂的过程，具有很强的灵活性。在进行频谱决策之前，往往需要对感知频谱信息进行一定的分析，以得出能够支持决策过程的信道估计。除此之外，作为认知无线电智能特性的重要体现，学习是决策过程中的一个关键步骤。下面针对这几个方面展开介绍。

### 2.4.1 频谱分析

频谱感知为认知无线电提供了关于环境中可用频带的信息，也就是说，它让认知用户知道了哪里有频带。但这还不能直接服务于决策，因为这里还缺少一个关于“频带怎么样”的信道特性描述。只有恰当地理解了周围各可用频带的特性，才能制定出最为合理的通信策略，频谱分析就是这样一个分析频带特性的过程。

#### 1. 估计的方法

频谱分析的结果主要是可用通信频带的某些相关参数。因此，频谱分析在算法上可以归结为频带参数估计问题。估计方法有多种，其中，导频符号估计<sup>[1]</sup>是一种比较容易实现的估计方法。

在导频符号估计中,通信发射机向接收机发送已知的导频信号,接收机通过对比接收到的信号与已知导频信号,结合一定的准则来估计导频信号所处频率的信道传递函数。这样就得到了关于某一频率的参数估计值。通过在不同频率上发射导频信号,就可以得到一系列关于频率离散分布的估计值。

完整的信道参数估计应当是关于频率连续的,我们可以将这个要求理解为“能够得知在任意频率处的信道参数”。要做到这一点,需要基于已有离散分布的估计值进行拟合运算。实际上,用户关心的一般是某些特定子频带的信道参数,而不是所有频率的信道参数。在这样的背景下,上述拟合问题就可以转化为基于离散分布估计值在用户关心频率上的插值运算。

总体来说,导频符号估计主要分为两步:第一步是估计导频处的信道参数,第二步是根据导频处信道参数对其余信道参数进行插值。其中,第一步通常使用经典估计理论中常用的LS、MMSE、LMMSE等准则。关于第二步中所使用的插值算法,可供选择的有线性(一阶)插值、高斯(二阶)内插、Cubic插值、维纳滤波、时域插值<sup>[11]</sup>等方法。线性(一阶)插值仅根据相邻的两个已知点对未知点进行线性预测,算法实现简单,但估计的误差较大,效果不够理想。高斯(二阶)内插是根据三个相邻已知点确定一个二次曲线,从而确定位于三个已知点内部某一频率的参数估计值,精度相比线性内插有了一定的改善,复杂度也有所提升。Cubic插值法的估计精度比前两种方法要好很多,它根据所有给定的已知点进行高阶的估计,相应地,其算法复杂度也大为提升。在信号估计理论中,对信号波形的估计就是滤波。因此,插值问题同样可以利用滤波的思路来求解。维纳滤波基于最小均方误差(MMSE)准则,可以使插值的精度达到最优,但其算法复杂度也非常高,不利于实现。时域插值是一种变换域算法,即利用IFFT将频域离散点集变换到时域,在时域上进行补零,然后再利用FFT变换回频域,从而实现对其余频率的信道参数估计。

导频符号估计是通用的估计方法。除此之外,针对不同的信道参数,还有一些特定的估计方法。在实际应用中具体使用哪种方法取决于硬件性能、时效性需求、应用环境等多种因素。

## 2. 估计的对象

估计的对象就是所估计的信道参数,根据参考文献[7]和[12]的相关描述,可以将认知无线电频谱分析中涉及的主要信道参数归纳如下。

### (1) 干扰

这里的干扰是指对主用户造成的干扰,包括认知用户发射的信号功率。认知用户要接入授权频段进行通信,一个重要的前提是不能对主用户造成干扰。因此,认知用户应根据主用户接收端的信干噪比(SINR)来计算得出自身的最大允许发射功率,进而估算出最大信道容量。

### (2) 路径损耗

路径损耗是指信号在发射至接收的传播路径中遭受的功率损失,该参数主要应用于自适应功率控制<sup>[13]</sup>。自适应功率控制通过调节相对于基站不同位置的不同用户发射功率,使多个用户之间以互不干扰的形式共存,同时,这种调节控制是以自适应的方式进行的。

路径损耗的测量可以通过前面介绍的导频符号估计的方法来实现。然而,采用导频符号

估计法来测量路径损耗需要在每个可用频谱上发送信号，很容易产生网络冗余，并对其他用户造成干扰<sup>[14,12]</sup>。在其他的方法中，通常考虑采用电磁波的统计传播模型来估计路径损耗。统计传播模型与信道所处的环境有关。根据 Hata 模型<sup>[15]</sup>，城区内的路径损耗为

$$L_{\text{城区}} = 69.55 + 26.16 \lg f_c - 13.82 \lg h_{\text{BS}} - a(h_{\text{MS}}) + (44.9 - 6.55 \lg h_{\text{BS}}) \lg d \quad (2-8)$$

式中， $L_{\text{城区}}$  为城区内的平均路径损耗 (dB)， $f_c$  为信号载频 (MHz)， $h_{\text{BS}}$  为基站天线的高度 (m)， $h_{\text{MS}}$  为移动台天线的高度 (m)， $d$  为移动台到基站的距离， $a(h_{\text{MS}})$  为移动台天线的校正因子，对于不同规模的城市， $a(h_{\text{MS}})$  的模型各不相同，具体表达式如下。

$$a(h_{\text{MS}}) = \begin{cases} [1.1 \lg f_c - 0.7] h_{\text{MS}} - [1.56 \lg f_c - 0.8] & \text{中小城市} \\ 8.29 [\lg 1.54 h_{\text{MS}}] 2 - 1.1 & \text{大城市, } f_c \leq 300 \text{MHz} \\ 3.2 [\lg 11.7 h_{\text{MS}}] - 4.97 & \text{大城市, } f_c > 300 \text{MHz} \end{cases} \quad (2-9)$$

除此之外，若传播环境为城郊，则路径损耗为

$$L_{\text{城郊}} = L_{\text{城区}} - 2 \left( \lg \left( \frac{f_c}{28} \right) \right)^2 - 5.4 \quad (2-10)$$

若传播环境为开阔农村，则路径损耗为

$$L_{\text{开阔农村}} = L_{\text{城区}} - 4.78 (\lg f_c)^2 + 18.33 (\lg f_c) - 40.94 \quad (2-11)$$

### (3) 信道误码率

误码率反映了信道准确传输符号的性能，是信道估计中必须要考虑的参数。

### (4) 信道选择性<sup>[14,12]</sup>

信道选择性主要包括频率选择性、时间选择性、空间选择性、码字选择性及干扰选择性等，它反映了信道在各域中不同参数下所表现出的质量差异。

### (5) 信道占用时间

主用户具有最高优先级，因此认知用户可利用授权频谱的时间段也是重要的信道参数。认知用户的信道占用时间越长，信道的质量就越高。

## 3. 信道容量的估计

在信息论中，有著名的香农 (Shannon) 公式：

$$C = B \log_2 \left( 1 + \frac{S}{N} \right) \quad (2-12)$$

式中， $C$  为信道容量 (b/s)， $B$  为信道带宽 (Hz)， $S$  为信号功率 (W)， $N$  为加性高斯白噪声的功率 (W)。

从香农公式可以看出，信道容量与信噪比  $\frac{S}{N}$  有密切的联系。在一定的信道带宽下，信噪比越高，信道容量就越大。对于认知用户来说，主用户信号是一种干扰信号，应视为噪声的一部分，因此有信道容量估计式为



$$C = B \log_2 \left( 1 + \frac{S}{N + I} \right) \quad (2-13)$$

式中,  $N$  为加性高斯白噪声功率 (W),  $I$  为主用户信号的干扰功率 (W)。

式 (2-13) 仅考虑了主用户信号对认知用户的干扰, 实际上, 认知用户对主用户的干扰也是不可缺少的限制。基于干扰温度模型, 通过主用户可容忍的最大干扰功率, 可以算出相应的最大信道容量。参考文献[16]认为基于正交频分复用 (OFDM) 的认知无线电系统利用主用户频谱片断进行通信, 其信道容量可以逼近香农容量<sup>[14,16]</sup>, 即

$$C = \int_{\Omega} \frac{1}{2} \log_2 \left( 1 + \frac{G(f)S_0}{N_0} \right) df \quad (2-14)$$

上述结论说明基于 OFDM 的认知无线电系统在信道容量上几乎不受主用户的限制, 这也是 OFDM 应用于认知无线电中的一大优势。

## 2.4.2 频谱决策与分配

认知无线电需要根据在频谱分析过程中所得到的可用信道特性, 决定频谱使用策略。决策应该具备一个导向, 这个导向就是用户的 QoS 需求。决策的目的就是最好地满足用户 QoS, 决策的重点是选择合适的通信方式接入授权频段。因此, 频谱决策实质上是一个优化 (或称“规划”) 问题。在运筹学中, 优化问题具有两大要素, 即目标及约束条件。目标表示被优化的对象, 描述的是决策者所希望达到的优化目的, 通常以目标函数来作为其数学表达。虽然用户希望目标越优越好, 但是规划本身必然受到一些客观条件的限制, 这些客观条件称为约束条件。如果将优化问题的求解看成是搜索过程, 那么约束条件就为优化限定了一个搜索空间, 所有搜索均限制在该空间内部。

使目标函数达到最优的搜索结果就是用户所需的频谱使用策略。频谱使用策略包括与认知无线电通信有关的各种类型的参数, 例如频率、调制方式、编码类型、发射功率、天线使用方案等。这些内容跨越了无线通信的多个协议层, 是跨层优化的结果。跨层优化使决策问题中的搜索空间膨胀, 增大了搜索过程所需的计算量。一些启发式方法可以用来解决上述大空间搜索问题, 主要包括贪婪搜索算法、禁忌搜索算法、模拟退火算法、遗传算法等<sup>[6]</sup>。

前面已经多次强调, 基于单部设备的认知无线电没有实际意义。实际中的决策都是基于多个认知用户的, 而最优决策是在多个认知用户之间形成协调的频谱使用策略, 即将有限的可用频谱资源合理地分配给若干个认知用户, 这就是频谱分配问题。频谱分配同样是一个优化问题, 此时的搜索空间是满足各约束条件的各种频谱分配组合。

Linda E. Doyle 教授在参考文献[6]中使用如图 2-9<sup>[6]</sup>所示图论的模型说明了频谱分配的基本原理。图中 A、B 两个节点受到的约束为“自身分得的频率不能同时分配给其覆盖范围以内的其他节点”。

若将两节点相邻 (节点之间存在边) 定义为两者之间相互干扰 (不能使用相同频率), 则可以得到如图 2-10<sup>[6]</sup>所示的图论模型。利用这个模型, 可将频谱分配的优化问题转化为图的着色问题。频谱分配的约束原则是每个节点都要被分配一定的频率进行通信, 且节点间不能相互干扰。将此原则翻译为图论的语言就是: 图的每个顶点必须着色, 并且相邻的节点不

能使用相同的颜色。若有一种方案满足着色的这些约束条件，同时使用了最少的颜色，那么这种方案就是最优的。

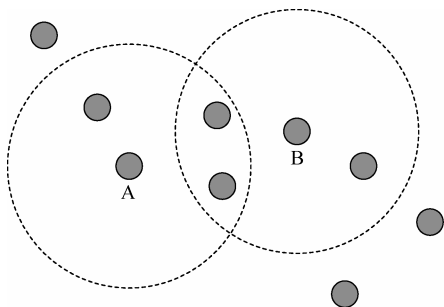


图 2-9 节点分布及 A、B 节点覆盖范围

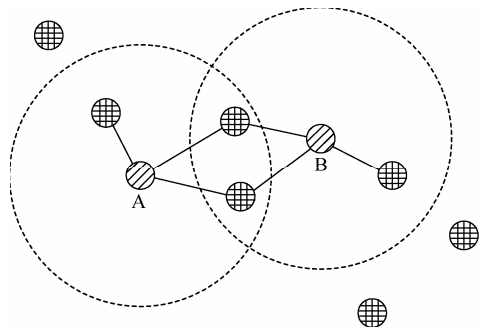


图 2-10 频谱分配的图论模型

频谱分配问题具有一个特点，那就是每个节点的决策都会对其他节点的决策代价产生影响。博弈论是解决这类问题的重要工具。利用博弈论的方法，可以将每个认知用户看成是不同的玩家。在博弈的过程中，所有玩家需要找到一个稳态均衡点。参考文献[6]认为现实生活中非合作的情况比合作的情况更为常见。在非合作模型中，均衡点大多是纳什均衡。均衡点是一个策略集，在纳什均衡下，没有玩家会因为单方面改变自身策略而增加收益。囚徒困境是纳什均衡的典型例子。在频谱分配中，同样可能面临“囚徒困境”。这里就以频谱分配中的“囚徒困境”来说明博弈论在频谱分配中的基本应用。

如图 2-11 所示，假设有 X、Y 两认知用户，且存在唯一的可用频段。X、Y 均可以通过 M 或 N 两种编码方式接入该频段进行通信。其中，相同条件下 N 编码信号的传输效率高于 M 编码信号。频带带宽足够，当 X、Y 采用相同的编码方式传输时不会互相干扰（此时将带宽平均分配给 X、Y），但通信效率相比单一用户独占某种编码方式（以该种编码方式独占整个带宽）时略低。当 X、Y 采用不同编码方式时，N 编码信号会受到 M 编码信号的干扰，M 编码信号则不会受到影响。

为方便分析，我们将各种策略下的用户通信效率表示为量化的收益，如图 2-12 所示。图中括号内的第一位是 X 用户的收益，第二位是 Y 用户的收益。当 X、Y 均选择 M 编码时，两用户收益一致，由于两者均只能使用可用带宽的  $1/2$ ，故令收益值为 0.5。当两用户均选择 N 编码时，情形与上述类似，但因为 N 编码信号的传输效率更高，所以令两者收益值为 0.75。当 X 使用 M 编码且 Y 使用 N 编码时，N 编码信号受到 M 编码信号的干扰，通信效率急剧下降，导致 Y 用户的收益为 0。同时，由于 X 用户占据了整个可用带宽，其信息传输效率达到最高，令其收益值为 1。同理，可填写出 X 使用 N 编码且 Y 使用 M 编码时的收益。

假设两用户之间不存在合作机制，根据图示的收益情况，两用户将从自身收益最大化出发，制定出相应的频谱使用策略。以 X 用户为例，不难发现，不管 Y 采用哪种编码方式，X 采用 M 编码时的收益总是优于 N 编码。此时，X 用户将自然而然地选择 M 编码。基于相同的考虑，Y 用户也将选择 M 编码。这样，最终的频谱使用策略为 X M 且 Y M，即纳什均衡点。最终的收益为 (0.5, 0.5)。

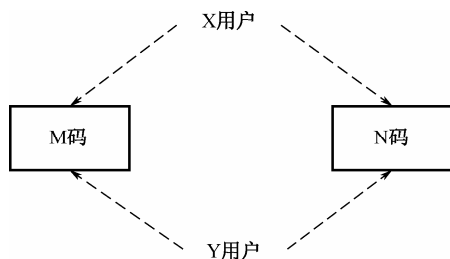


图 2-11 频谱分配中“囚徒困境”的基本模型

	Y用户	
	M编码	N编码
X用户	M编码	(0.5, 0.5)
	N编码	(1, 0)
	M编码	(0, 1)
	N编码	(0.75, 0.75)

图 2-12 量化的收益

从全局优化的角度来说，最优的收益并不是 (0.5, 0.5)，而应是 (0.75, 0.75)。纳什均衡点偏离全局最优点，显然，这是由各用户之间的非合作所导致的。

### 2.4.3 认知无线电学习

学习是认知无线电与其他传统通信方式的根本区别之一，也是认知性的重要体现。出色的学习能力为认知无线电进一步提升通信效能提供了有力的支撑。在认知无线电中的学习主要是指机器学习，它能够根据经验使通信功能不断适应变化的环境。

#### 1. 学习的意义

学习的核心意义在于使认知无线电掌握更多的深层信息。学习并不能为认知无线电提供额外的信息源，它致力于从已有的历史经验中挖掘出新的有用信息。对这些新的信息加以利用可以提升认知无线电的整体性能。

时间效率是认知无线电的关键性能指标，它的主要影响在于两方面。一是在认知用户未接入授权频段的情况下，认知无线电需要及时地捕获空闲频段；二是在认知用户正在利用授权频段进行通信时，认知无线电需要实时监测授权用户，在第一时间发现授权用户，以避免对其产生干扰。其中，尤其是第二方面直接决定认知无线电能否合法地投入运营。因此，我们总是希望感知效率能再高一些。前面曾经得出一个结论，即频谱感知本质上是一个信号检测的问题。既然是信号检测，那么贝叶斯方法就是最根本的基础。不妨回顾一下贝叶斯公式：

$$P(h_i|D) = \frac{P(h_i) \times P(D|h_i)}{P(D)}, i = 0, 1, 2, \dots, N \quad (2-15)$$

式中， $h_i$  为第  $i$  种假设， $D$  为观测数据。对于各种假设来说， $P(D)$  都是相同的，故有

$$P(h_i|D) \propto P(h_i) \times P(D|h_i), i = 0, 1, 2, \dots, N \quad (2-16)$$

式中， $P(h_i)$  为第  $i$  种假设的先验概率， $P(D|h_i)$  则表示在第  $i$  种假设成立的条件下得到观测数据  $D$  的概率，也就是似然。在检测理论中，检测门限的划定与这两个概率值有着密切的关系。

在认知无线电搜寻可用频谱的过程中, 可以将全频段分为  $M$  个子频段, 那么  $h_i$  的含义就是第  $i$  种子频段的空闲组合。例如, 若将全频段分为 3 个子频段, 那么总共就有 8 种( $2^3$ )子频段空闲组合,  $N=7$ , 如表 2-1 所示。

表 2-1 8 种子频段空闲组合

假 设	子频段空闲组合	假 设	子频段空闲组合
$h_0$	0, 0, 0	$h_4$	1, 0, 0
$h_1$	0, 0, 1	$h_5$	1, 0, 1
$h_2$	0, 1, 0	$h_6$	1, 1, 0
$h_3$	0, 1, 1	$h_7$	1, 1, 1

注: 组合中“0”表示子频段空闲, “1”表示被占用。

所有频段在感知前端的瞬时带宽有限的情况下, 如果总是从  $h_0$  搜寻至  $h_7$ , 则会无谓地浪费许多时间, 搜索效率受到损失。根据贝叶斯公式 (2-15) 及式 (2-16), 假设先验概率  $P(h_i)$  越大, 其在一定观测数据下成立的概率  $P(h_i|D)$  也越大。虽然  $P(h_i|D)$  同时也受到似然  $P(D|h_i)$  的影响, 但到底会出现什么样的观测数据并不在我们的掌握之中。因此, 要提高可用频段的发现概率, 应当将有限的感知资源 (例如搜索频率窗等) 有限配置在先验概率  $P(h_i)$  较大的假设所对应的空闲子频段上, 从而避免资源在一些“废频段”上的浪费。先验概率是可以掌握的, 这个掌握先验概率的过程就是学习, 即通过研究历史数据, 得到现有经验下各种子频段空闲组合的概率  $P(h_i)$ 。

以上通过贝叶斯公式说明了学习对频谱感知效率的提升作用, 这仅是其中一例。学习的应用包括从简单到复杂的多个方面, 但正如上例, 学习的核心意义始终是基于已有信息发现新知识, 指导认知无线电更好地工作。

## 2. 机器学习

认知无线电中的学习主要是指机器学习。机器学习是一种人工智能科学, 它主要研究的问题是通过计算机分析经验数据来获得规律性信息, 从而改善算法的性能。自从 1956 年达特茅斯会议正式确立人工智能 (AI) 的名称及任务以来, 机器学习始终是人工智能领域中的重要研究课题。对于人脑来说, 智能的最大体现就是学习能力, 而机器学习的目标正是通过计算机来模拟人脑的学习能力。

一般可以将机器学习分为监督学习、无监督学习及增强学习等。监督学习的特点是有训练样本的指导, 训练样本所涵盖的信息包括了特征数据和所属目标 (类别), 即同时给出学习的输入和结果。根据训练样本, 学习程序不断改进自身算法, 达到在一定条件下与训练样本的最佳匹配。当新的观测数据出现时, 就可以根据经过训练后的程序算出该样本的目标值。不妨将监督学习视为一个函数, 样本训练阶段就是函数的确定过程, 而处理新数据则是函数的使用过程。常见的监督学习有回归分析、统计分类等。

与监督学习不同, 无监督学习中的训练样本并没有给出关于结果的信息, 而是要在无指导的条件下依靠程序自身来完成学习并得出结果。典型的无监督学习方法是聚类。值得注意的是, 聚类和分类的目的类似, 都是要将观测到的样本分到不同的类别当中。两者的不同之处在于, 分类中的类别是人为预先定义好的, 而聚类中的类别是程序自身所发现的, 没有预先的定义。

增强学习是一种以观察为主要手段的学习方式,学习程序通过观察自身动作对环境的影响,即环境反馈来得出判断结果。

在具体的算法方面,常用的机器学习算法主要有神经网络、决策树、最近邻法等。其中,神经网络对于认知无线电有特别的意义。神经网络是一种模仿生物神经结构的运算模型,通常由大量的“神经元”节点和节点间的联结构成。通过对外界数据的交互,神经网络能够改变自身内部结构,使之与外界数据相适应。这种方法的本质是对数据的输入和输出之间的关系进行建模,具有概括、熟悉度识别、分类、纠错等能力<sup>[17]</sup>。

在人工智能方法的使用中,应当看到不同的方法有各自的优势,同时也有各自的局限。认知无线电面对复杂多变的外界环境,单一的学习方法不可避免地存在片面性。对此,必然的选择是综合使用现有的学习方法,以适应更加不确定的应用场景。

决策以及学习功能常被称为认知引擎,这些功能是认知无线电的智能核心。认知引擎的实现比前面给出的基础性的介绍要复杂得多,其涉及的领域包括计算机科学、认知科学、信息论、控制论、运筹学、语言学等。这项复杂的系统工程虽然在理论框架上不乏科学合理的构想,但距离最终实现还比较遥远,其中需要解决的细节问题还有很多。

## 2.5 认知无线电中的安全问题

在各种通信系统中,安全问题一直是无法回避的重要课题,认知无线电同样不例外。作为一种全新的、开放程度更高的无线通信技术,认知无线电面临着更为复杂的安全威胁。这些安全问题严重影响认知无线电的可靠性,制约了认知无线电的普及使用。为了解决好安全问题,认知无线电必须在设计理念上充分考虑安全性要求,力求避免在投入使用并遇到问题后才进行补救。

### 2.5.1 安全威胁

认知无线电一方面会面临与传统无线通信一样的威胁,另一方面还面临着由其空前的灵活性带来的新威胁。在设计实际的认知无线电系统时,需要考虑多方面的安全威胁,包括对授权用户、认知用户及其他用户的干扰,同时也包括信息的窃取等。这里将认知无线电所面临的物理层及链路层的主要威胁归纳如下:

- **信息窃取。**认知无线电是一种无线电通信,其信息传输介质为开放的空间,这大大降低了非法截获通信信号的难度。同时,信号的截获是无源的行为,并不需要向空间辐射能量,因此无法通过信号侦测的方法来发现。
- **恶意干扰。**无线电接收天线处于开放的空间中,在接收有用信号的同时也受到空间中存在的各种无用信息的干扰。某些恶意攻击者可以任意地插入接收机的传输信道,降低接收机的输入信噪比(SNR),影响通信的有效性。另外,还有一部分恶意攻击者能通过模仿有用信号使接收机获得错误信息。
- **认知用户对授权用户的干扰。**由于隐藏终端效应等环境因素导致认知用户对主用户的感知不准确、不及时,授权用户可能受到干扰,造成用户间的不公平。干扰可能

出现在两种时机, 一者是认知用户未能有效感知到授权用户的存在, 从而与授权用户同时占用授权信道; 二者是认知用户在使用授权信道时, 没有及时检测出授权用户的回归, 使干扰时间超出授权用户的容忍极限。

- **模仿授权用户攻击。**在频谱资源紧缺的情况下, 不同非授权用户之间必然存在资源竞争。将有限的频谱占为己有的一种方法就是模拟授权用户发射信号, 欺骗其他认知用户的频谱感知, 使其检测不到频谱空洞, 从而独享频谱接入机会。在一些恶意的攻击中, 模仿授权用户的目的不是独占频谱, 而是破坏频谱资源的可用性。虽然匹配滤波器和循环平稳特征能够在一定程度上根据先验信息来提高对授权用户信号的辨别能力, 但仍不足以应对这种攻击的威胁<sup>[11]</sup>。
- **拒绝服务攻击(denial-of-service attack, DoS 攻击)。**在认知无线网络中, 公共控制信道是节点间传输频谱感知信息的物理基础。攻击方通过发送大量无用的控制信息可使控制信道饱和, 造成控制信道对其他认知用户不可用。

以上总结的威胁一般处于物理层和链路层上, 除此之外, 在更高的层级上认知无线电还面临着一些其他安全威胁。例如, 攻击者能够利用应用层各种协议的安全漏洞, 通过病毒、木马等恶意程序降低认知无线电的服务质量(Quality of Service, QoS)<sup>[14]</sup>。

## 2.5.2 安全对策

面对既有的和新出现的安全威胁, 认知无线电必须拿出相应的对策。目前已经有一些具有针对性的安全策略和技术。

扩频通信技术是解决信息窃取以及干扰问题的一条途径。扩频通信主要包括直扩(DS)、跳频(FH)等, 其主要思想是通过扩展通信信号的带宽来增强信号的隐蔽性和抗干扰能力。在 DS 技术中, 信号能量分布在一个很宽的频带内, 使得其在某一频率上的功率非常低, 从而易于逃过攻击方的搜索。在 FH 方式中, 信号的载频以一定的规律在较大的频率范围内快速跳变。对于窃听者来说, 搜索接收机都需要一定的时长来有效地检测信号。跳频信号在某个频率点上驻留的时间非常短(快跳频信号的跳变频率可达 100 跳/秒以上), 因此, 在窃听者不知道调频规律的情况下, 搜索接收机难以有效检测出通信信号。另外, 更为严密的认证机制可用于防止信息数据的泄露。合适的密码算法能够使通信信号即使被截获也无法为窃听者提供其感兴趣的信息。

更好地辨别授权用户信号是防御模仿授权用户攻击的根本方法。为此, 可以同时利用除信号本身之外的物理特征进行多维度的辨别。其中, 空间位置是十分合适的特征。对于 DoS 攻击, 在集中式认知无线网络中, 可以采用安全子层对控制信道中传输的 MAC 帧进行认证和完整性保护; 在分布式认知无线网络中, 可以建立相邻节点监视机制及节点间的信誉系统阻止恶意节点进入网络<sup>[14]</sup>。

虽然以上的这些策略以及一些未提及的其他方法在基本思路上是正确的, 同时也具有重要的启发意义, 但其与投入实际使用之间还有差距。安全问题仍是认知无线电中需要积极探索的课题。

## 2.6 认知无线电的实现

前面讨论了认知无线电的各种优势，但都停留在理论分析的层面。本节着重研究关于实现认知无线电的一些核心课题。认知无线电由软件无线电演进而来，因此与软件无线电有着密切的联系。认知无线电的实现主要依托于软件无线电的平台，同时在环境感知和智能性方面拥有更为突出的性能。这里从实现认知无线电的基本结构入手，然后分别介绍天线、射频前端以及基带处理这三个最为关键的环节。

### 2.6.1 基本结构

完整的认知无线电系统应当怎样构建至今尚无定论，参考文献[6]给出了如图 2-13 所示的系统结构。与传统的通信系统结构相比，图中引入了完成决策及有关操作功能的认知引擎。同时，去掉了 MAC 层和物理层之间的严格分界。这是因为 MAC 层在感知过程中扮演着重要的角色，使得 MAC 层和物理层功能之间有着十分紧密的联系<sup>[6]</sup>。

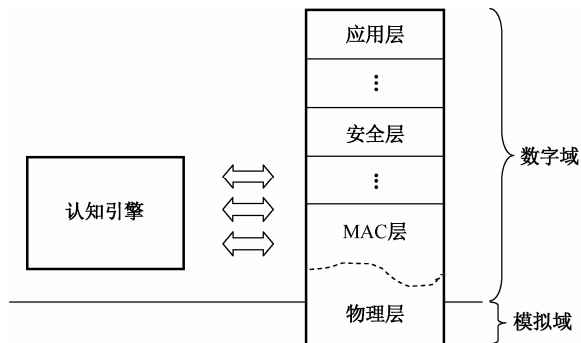


图 2-13 完整的认知无线电系统<sup>[6]</sup>

在认知无线电的系统结构中，MAC 层及物理层的层级最低，这就意味着它们是认知无线电实现的重点环节。事实上，它们也是认知无线电在硬件构成上最具特色的层级。其中，作为完成信息收发功能的部分，收发信机是认知无线电最基本的模块，它同时存在于模拟域和数字域，结构如图 2-14 所示<sup>[18,11]</sup>。射频前端对信号进行滤波、放大、变频、控制和模数变换，而基带处理则对信号进行调制/解调及编码/解码等。整个发射或接收的过程都受到认知引擎的控制，使频谱使用策略得以实现。

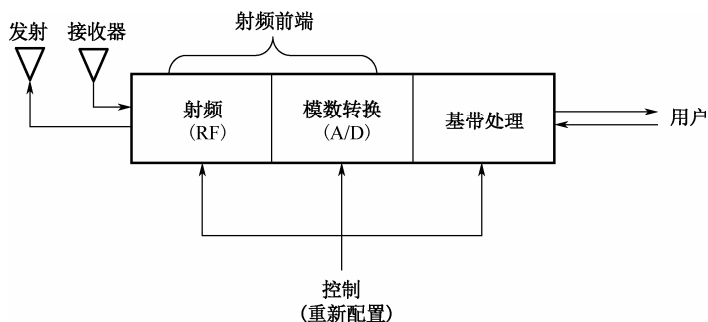


图 2-14 认知无线电收发信机的基本结构<sup>[18,11]</sup>

特殊的功能对认知无线电的硬件平台提出了特殊的要求。根据图 2-14 中的基本结构，可以把这些硬件需求归结为天线、射频前端以及基带处理三方面。

## 2.6.2 天线

天线是任何无线设备捕获空间信号的根本依托，在认知无线电中的天线有着比常规通信天线更卓越的性能。认知无线电在行动上非常灵活，因为场景的不确定，认知无线电的天线系统应当具备随时接入任何可用信道收发信号的潜能。具体地说，这些性能突出表现为大容量、大带宽以及灵活的波束控制。

对于大带宽以及大容量的特性，必须提及的概念是 MIMO (Multiple-Input Multiple-Output, 多输入多输出) 无线通信技术。MIMO 是针对传统单输入单输出方式的缺陷而提出的。传统的通信系统采用单根天线来完成信号的发射及接收。由于受到物理上的限制，单天线系统的传输带宽不可能做到很宽，而带宽不足又限制了传输容量的扩展。相比之下，MIMO 在发射和接收部分均采用了多天线技术，它使通信设备能够同时在多个空间方位上发射和接收信号。MIMO 系统的优势就在于开辟了多条并行的可用通路，在空间维度中提升了有限频谱的利用效率，从而提高数据速率。与此同时，在认知无线电使用频谱的过程中，MIMO 带来的空间灵活度降低了对设备所处位置的要求。从另一方面来理解，MIMO 使通信系统对不利环境的适应能力得到增强，从而提升了通信系统的鲁棒性。因此，MIMO 特别适合认知无线电。

MIMO 系统有两种基本类型，分别是空时编码 (Space Time Coding, STC) 和空分复用 (Spatial Multiplexing) <sup>[19,12]</sup>。两者都利用了多根收发天线，但在天线使用方式上有所不同。在空时编码型方式下，输入的连续数据流被送至每一根天线；而在空分复用方式下，数据流被分为不同的子数据流，分别送入不同的天线<sup>[12]</sup>。

灵活的波束控制是认知无线电天线的又一突出性能。传统的通信系统一般采用全向天线，即天线在不同方位有相同的增益。这种方式的好处是无论设备如何放置，某一方向上的发射或接收信号强度都相等。但是，全向天线带来的问题也十分明显。均匀的增益使得天线丧失了空间选择能力，不利于抑制来自任何可能方向上的干扰。鉴于认知无线电所要面临的复杂电磁环境，我们希望设计一种能够在期望方向上保持高增益，同时还能在干扰方向上有低增益的天线。换句话说，我们并不需要全向天线，而是需要一种可以灵活控制波束的新型

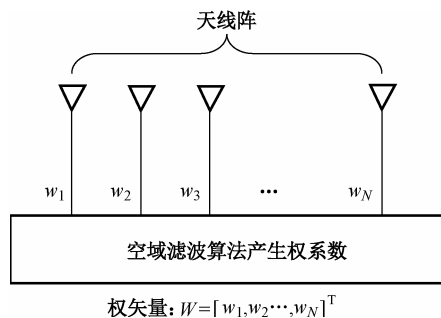


图 2-15 阵列天线波束形成的一般形式

天线。阵列天线是迄今为止最好的选择，其进行波束形成的一般形式如图 2-15 所示。阵列天线主要由多个阵元以及权系数形成单元构成。其中，各阵元按一定规律进行空间排列形成天线阵。而权系数形成单元则按照波束需求，通过空域滤波算法，产生各天线通道的权系数。为各通道分别赋予这些权系数，就能得到用户所需要的天线方向图。空域滤波的典型算法<sup>[20]</sup>有最小方差无失真响应 (MVDR) 波束形成器、广义旁瓣相消器 (GSC)、线性约束最小方差 (LCMV) 波束形成器、线性约束广义旁瓣相消



器 (LC-GSC)、多级维纳滤波器 (MWF) 等。

带宽是天线设计时的基本指标。认知无线电的优势之一是能在一个较宽的频率范围内完成频谱感知并传输信息。因此, 认知无线电天线的带宽必须足够大, 至少要比现有常规通信天线的带宽大得多。在软件无线电中, 通常对天线带宽的要求是覆盖  $2 \sim 2000\text{MHz}$ 。单根天线实现这一带宽对现有天线技术来说还比较困难, 可以考虑采用可拆卸互换或组合使用的多组天线, 分别覆盖  $2 \sim 30\text{MHz}$ 、 $30 \sim 500\text{MHz}$  及  $500 \sim 2000\text{MHz}$  频段, 这在技术上是可行的, 并且基本不影响系统性能<sup>[21,11]</sup>。然而, 这种折中的使用方案毕竟存在诸多不便。随着宽带天线技术的进一步发展, 可以预见, 满足认知无线电宽带需求的天线系统将在不久的将来得以实现。

### 2.6.3 射频前端

射频前端的作用是将天线送来的信号进行放大、变频和 A/D 变换等预处理, 输出基带信号。参考文献[22]给出了认知无线电射频前端的体系结构, 如图 2-16 所示<sup>[22]</sup>。

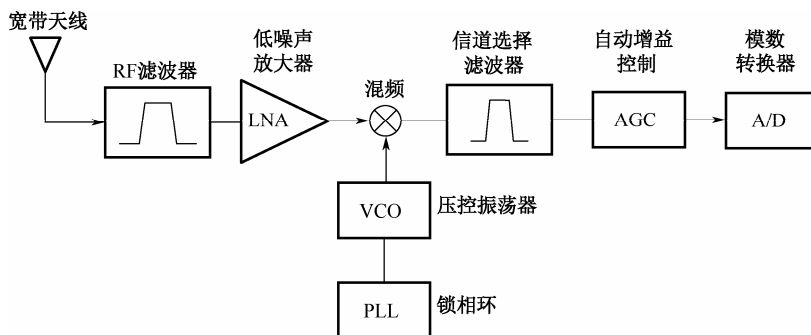


图 2-16 宽带射频前端的体系结构<sup>[22]</sup>

其中各部分的功能如下<sup>[11]</sup>, 这里均以信号的接收过程进行说明。

- **RF 滤波器**: 在 RF 频段上对信号进行初步滤波以选择所期望得到的带宽。
- **低噪声放大器 (LNA)**: 对经过 RF 滤波的信号进行放大, 同时尽可能抑制噪声。
- **混频器**: 将射频信号下变频为基带或中频信号。
- **压控振荡器 (VCO)**: 产生定频信号, 其频率受到所加电压的控制。
- **锁相环 (PLL)**: 通过反馈环对定频信号的频率进行锁定控制。
- **信道选择滤波器**: 选择所期望的信道, 去除无关信道。
- **自动增益控制 (AGC)**: 根据信号幅度自动控制放大器的增益, 使输出的电平保持稳定。
- **模数转换器 (A/D)**: 对模拟信号进行采样、量化, 输出数字信号。

传统的射频前端一般由全模拟器件构成。模拟器件一旦被安装在电路板上, 就难以对其参数、模式等进行再调整, 这种灵活性的缺失与认知无线电的要求背道而驰。与模拟器件相比, 各种数字模块便于进行控制调整。因此, 近年来人们不断地探索射频前端的各种数字实现方案。

纯数字式射频前端是理论上性能最优的方案, 具体做法是在紧邻天线端处设置模数转换

器,输出数字射频信号,后续的下变频、滤波等均在数字信号处理器(DSP)中进行<sup>[23]</sup>。虽然这种方案能够获得理想的处理效果,但它对硬件带宽及运算速度等的要求非常高,目前的技术水平仍不足以很好地满足这些要求。有学者提出了一些折中的解决方案,即将整个射频前端的处理过程分为多级,逐级进行信号的下变频,前几级的频率较高,仍采用模拟方式实现,后几级则采用数字方式以提高处理性能。理论上折中方案似乎可行,但有文献指出这些方案的数字部分在功耗及制造成本上仍然过高<sup>[23]</sup>。因此,认知无线电射频前端的实现技术值得我们进一步地积极探索和研究。

## 2.6.4 基带处理

经过模数转换,基带处理全部在数字域中进行,其中核心的问题是数字硬件的选用。而作为认知无线电终端设备中靠近用户的部分,基带处理最为关键的性能指标应当是数字硬件的可重配置能力。工程实际中的数字处理硬件包括:ASIC、DSP、PLD、FPGA、ASIP、GPP、GPU等,这里重点讨论常用的ASIC、DSP、FPGA及GPP。

ASIC是指专用集成电路(Application Specific Integrated Circuit),顾名思义,它有着特定的使用功能。对ASIC所被赋予的功能来说,它有着很好的性能,同时它成本低、功耗低,在实际产品中得到了广泛的应用。但ASIC不具备重新配置能力,其高性能仅仅局限于单一的应用场合,因此ASIC并不适合于认知无线电。

DSP是指数字信号处理器(Digital Signal Processor),它具备可编程能力,其设计功能主要是用于对数字信号进行数值计算<sup>[6]</sup>。相比其他处理器,DSP特别的设计思路使其尤其适合于进行有关信号处理的运算。在一定的应用范围内,DSP拥有突出的性能,与此同时,其功耗也非常大。

FPGA是指现场可编程门阵列(Field-Programmable Gate Array),它由多个简单的逻辑模块CLB及其之间的开关组成。FPGA具备可编程能力,编程的方法可以是高级语言、硬件描述语言或原理图。在功耗及运算速度方面,FPGA相比ASIC较差,但功耗仍低于DSP。

GPP是指通用目标处理器(General-Purpose Processor),它的设计思路与前三者完全不同,它没有特定的任务目标,适合多种应用场合。这一点赋予了GPP极高的灵活性,然而,GPP的功耗也是四者当中最高的。

以上简要介绍了4种数字硬件的性能特点,至于究竟应当采用哪一种,在工程实际中要结合产品需求和硬件的详细参数综合进行考量。与此同时,还可以考虑同时采用多种数字硬件组成异构处理器,使各种数字硬件优势互补。当然,这样的系统构建方式将会带来额外的复杂度。

## 参考文献

[1] NTIA, 'U.S. Frequency Allocation', <http://www.ntia.doc.gov/osmhome/allochrt.pdf>

[2] (中国)Kwang-cheng chen,(丹麦)Ramjee Prasad. 认知无线网络. 第1版. 许方敏,李虎生译. 北京:机械工业出版社,2011.

- [3] First Report and Order, Federal Communication Commission Std. FCC 02-48, Feb. 2002.
- [4] Joseph Mitola, Gerald Q. Maguire, Cognitive radio: Making software radios more personal, *IEEE Personal Communications*, 37: 10(1999), 13~18.
- [5] Simon Haykin, Cognitive Radio: Brain-empowered Wireless Communications, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 23(2), 2005, 201~220.
- [6] Linda E. Doyle, *Essentials of Cognitive Radio*. Cambridge University Press, 2009.
- [7] Ian F. Akyildiz, Won-Yeol Lee, Mehmet C. Vuran, et al., Next generation dynamic spectrum access cognitive radio wireless networks: a survey. *Computer networks journal* (Elsevier), 2006, 1(50): 2127~2159.
- [8] Danijela Cabric, Robert W. Brodersen, Physical layer design issue unique to cognitive radio systems, *16th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, 2005. Berlin, 11~14 September 2005, 2:759~63
- [9] Charles T. Clancy, William A. Arbaugh, Measuring interference temperature. *Virginia tech symposium on wireless personal communications*, 2006.
- [10] Charles T. Clancy, William A. Arbaugh, Stochastic analysis of the interference temperature model. *IEEE ISIT*, 2006.
- [11] 周贤伟, 王建萍, 王春江. 认知无线电[M]. 北京: 国防工业出版社, 2008.
- [12] Huseyin Arslanh, *Cognitive Radio, Software Defined Radio, and Adaptive Wireless Systems*. Springer, 2007.
- [13] Sennur Ulukus, Roy Yates, Adaptive power control and MMSE interference suppression. *Wireless Networks*, Vol. 4, No. 6, Oct. 1998:489~496.
- [14] 郭彩丽, 冯春燕, 曾志民. 认知无线电网络技术及应用. 北京: 电子工业出版社, 2010.
- [15] Masaharu Hata. *Empirical formula for propagation loss in land mobile radio services*. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. VT-29, No.3, Aug. 1980:317~325.
- [16] Haiyun Tang. *Some physical layer issues of wide-band cognitive radio system*, *Proc. IEEE DySPAN 2005*, November, 2005:151~159.
- [17] John J. Hopfield, Neural networks and physical systems with emergent collective computational abilities. *Proceedings of the National Academy of Sciences*, Vol.79, No.8, April, 1982:2554~2558.
- [18] Friedrich K. Jondral, Software-defined radio-basic and evolution to cognitive radio. *EURASIP Journal on Wireless Communication and Networking*, 2005.
- [19] Arogyaswami J. Paulraj, Dhananjay A. Gore, Rohit U. Nabar, Helmut Bolcskei, An overview of MIMO communications: A key to gigabit wireless. *Proc. IEEE*, Vol.92, No.2, Feb, 2004:198~218.
- [20] 王永良, 丁前军, 李荣峰. 自适应阵列处理. 北京: 清华大学出版社, 2009.
- [21] 吴利民, 薛峰, 吴宇生. 软件无线电技术及其应用. 武汉: 武汉大学出版社, 2000.
- [22] Danijela Cabric, Shridhar M. Mishra, Robert W. Brodersen, Implementation issues in spectrum sensing for cognitive radios. *Proc. 38th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers 2004*, November, 2004:772~776.
- [23] Walter Tuttlebee. *Soft Defined Radio Enabling Technologies*. John Wiley & Sons, 2003.
- [24] Danijela Cabric, Shridhar M. Mishra, Robert W. Brodersen, Implementation issues in spectrum sensing for cognitive radios. *Proc. 38th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers 2004*, November, 2004:772~776..

## 第 3 章 通信电子战

通信系统是现代战争的神经，是信息交互和指挥控制得以有效实现的根本保证。伴随着军事通信系统的不断发展，以其为作战对象的通信电子战也日益引起人们的关注。通信电子战在现代战争中扮演着重要的角色，它是信息战中最为关键的组成部分之一，也是本章所要介绍的主题。本章首先从电子战入手，介绍信息战的概念以及电子战的多种形式。然后围绕通信电子战的两个重要方面，即通信电子支援和通信电子进攻展开具体讨论。关于通信电子防护的内容，将在第 5 章中结合认知化的电子防护方案进行介绍。

### 3.1 电子战

如果要问哪些科技成就对人类的影响最大，那么电的有效使用一定在答案之中。当今世界与人类生活息息相关的产品和技术几乎都离不开电，人类社会的各种活动也几乎都要用到电，尤其是人类矛盾的最高形式——战争。工业革命以来，战争实现了由冷兵器时代向热兵器时代的跨越，随后又逐渐走向机械化和信息化。在这一过程中，电子技术是其中的关键因素。各种武器装备相继引入电子技术为其提供更强的情报获取、信息传输及指挥控制能力。无线电台、雷达等以电子技术为核心的装备的出现，进一步巩固了电子技术和电子装备在国防建设与军事行动中的重要地位，同时也直接拉开了电子系统之间博弈的序幕。电子战由此诞生。

进入 20 世纪后期，技术、战争以及战法又一次发生了深远的变革，信息成为战争中双方争夺的又一焦点。谁获取了信息优势，谁就将赢得最终的胜利。1991 年的海湾战争第一次向全人类展示了基于信息优势的战争艺术。在全面发动实体攻击之前，以美军为首的多国部队首先就对伊拉克的主要电子信息装备实施了强有力的电子进攻，致使伊军的雷达变成“瞎子”，通信系统变成“哑巴”、“聋子”，完全丧失了战斗力。在此后的几场战争中，信息战逐渐成为贯穿全部作战行动的核心要素。

本节主要介绍电子战与信息战的概念以及电子战的几种常见形式，旨在对电子战形成感性的认识，并为后续深入介绍通信电子战做好铺垫。

#### 3.1.1 信息战

##### 1. 信息及相关概念

信息战是基于信息这一概念而提出的，因此，要理解信息战首先要了解信息以及与信息相关的一些概念。

信息论之父香农（Shannon）对信息给出了如下定义：“信息是人们对事物了解的不确定性的减少或消除。”国际标准化组织（ISO）的另一种定义为：“信息是对人有用，能够影响

人们行为的数据。”前者定义的中心点在于人们把握事物的不确定性。由于自然界中必然存在的种种不确定性，人们难以完全准确掌握事物的所有特征，具体的反映是测不准，即观测与真实值之间必然存在差异。为了衡量这种不确定性，人们引入了统计学工具，而统计学中的核心概念就是概率。虽然事物本身无法精确测量，但可以对事件发生的可能性进行准确的数学描述，这就是概率所要解决的问题。基于概率，香农给出了信息量的定义及其计算公式。这里不就此深入讨论，但容易理解的是，不确定性的减少意味着人们对某事物的了解有所增加，即获得了新的信息。后者定义的落脚点在于数据。数据是对事实、概念或指令等特定现象的描述，它被记录在某种介质上，且由单个或多个抽象的符号组成，可以被人工或自动化装置进行加工处理和通信。数据是一切信息的最底层形式，同时也是进行信息处理的直接对象。

信息技术是与信息密切相关的概念，可以将它简单理解为一切有关信息的技术。现代科技中的计算机技术、通信技术、网络技术、传感技术及控制技术是技术的核心<sup>[1]</sup>。正是这些技术的不断发展推动着信息技术的进步。信息化的概念是日本学者梅棹忠夫于 20 世纪 60 年代在其著作《信息产业论》中首次提出的。所谓信息化是指在一定领域中以信息技术为主要手段和工具，并使信息在其中占主导地位的进程。梅棹忠夫认为：“信息化既是一个技术进程，又是一个社会进程。”

信息化战争是信息化在军事斗争领域的延伸。随着技术水平的不断提升，未来的战争必然趋向信息化战争。古往今来一切军事行动都离不开信息，这一点在现代战争中尤甚。信息化战争的本质就是运用信息化手段夺取并保持信息优势(制信息权)。其中，信息是双方争夺的焦点，制信息权成为最为本质的优势体现。

## 2. 信息战

有了前述的概念作铺垫，我们就能够对信息战进行有根据的研究。事实上，关于信息战，并不存在一个统一的定义。美国国防部认为：“信息战是通过影响敌方信息和信息系统，运用己方信息和信息系统，来取得信息优势，以支持国家军事战略的行动。”俄军对信息战的定义则是：“在军事（战斗）行动的准备和进程中，为夺取和保持对敌方的信息优势，按照统一意图和计划而采取一整套信息保障、信息对抗和信息防护的综合措施”<sup>[1]</sup>。从这两种定义方式可以总结出对信息战概念的一些共性认识。首先，信息战主要包括两大任务：一是攻击敌方信息系统，使其降低或丧失正常使用效能；二是保护己方信息系统不受攻击影响，从而能够正常工作。其次，信息战大致有三个主要方面：信息获取、信息攻击和信息防护。第三，信息战中，信息这一要素体现在行动的作用对象、方法手段及目的意图三方面。信息战行动的作用对象往往是敌方或己方的信息系统，采取的手段往往基于信息技术且由信息系统发起，而行动的目标意图则是夺取信息优势。

一般来说，按照战斗类型，信息战主要可分为四类：情报战、电子战、心理战、网络战。也有文献将信息战按作战样式分为指挥控制战（CZW）、情报战（IBW）、电子战（EW）、心理战（PW）、“黑客”战（HW）、经济信息战（EIW）、计算机控制战（CW）<sup>[1]</sup>。

下面按照前一种分类方式对信息战的各种类型进行简单介绍。

情报战是信息战的最初形式。从内容上来说，情报战是围绕信息的获取而展开的信息对抗，其主要形式主要包括技术情报战、经济情报战、外交情报战及军事情报战。由于科技和

经济在一个国家综合国力中占有重要的地位,因此针对技术和经济的情报争夺一刻也未停息。在和平年代,国家主要依靠经济和科技优势来树立自身在国际上的主导地位。相比而言,军事力量反而次之。拥有强大的经济和科技实力,还能够有效达到“不战而屈人之兵”的目的,拒战争于国门之外。克格勃国外情报总局下属有三个分局,而专门负责刺探、搜集、窃取别国科技、经济情报的 T 局就是其中之一。外交情报战经常出现在影视作品中,但其真实的激烈程度丝毫不逊色于影视作品。由于外交活动能够公开深入别国心脏地带,利用外交活动可以搜集在其他场合难以得到的情报。事实上,依托大使馆进行窃听活动的事例已屡见不鲜。军事情报战是情报战最为活跃的领域。在和平时期,各主要国家时时刻刻都在对其他国家进行着有关国防建设和军事行动的情报活动。在战时,对垒双方更是离不开军事情报的支援。孙子兵法中“知己知彼,百战不殆”说的就是军事情报对于军事行动的决定性意义。

电子战是敌对双方使用电子技术装备进行对抗的作战样式,也是本章将要重点介绍的内容。随着电子信息技术的飞速发展,无论是民用领域还是军用领域,处理信息主要依靠电子信息系统。电子计算机、电话、通信电台、雷达、电子侦察机等无不属于电子信息系统的范畴。这决定了电子战在现代信息战中的主体性地位。这里不再展开论述,具体介绍将放在本章后续的所有内容中。

网络战主要是针对计算机网络展开的进攻与防御。20 世纪 60 年代,计算机网络初现端倪,当时计算机网络的应用还仅限于军事领域。在随后的几十年时间里,网络技术不断得到进步,各种军用及非军用网络也不断得到普及和开放。今天,人类社会的绝大部分信息都通过各种形式的计算机网络进行传输。与此同时,人们对计算机网络的依赖也与日俱增。利用计算机网络空前的开放性,各种政府或非政府组织及人员能够以低廉的成本和隐蔽的方式对敌方发动网络侦察与网络攻击。美军从 20 世纪 90 年代起全面发展信息攻击能力,其中特别强调计算机网络攻击能力。为此,美军专门成立了计算机网络战中心,负责在未来战争中破坏敌人的防空系统、扰乱后勤等。继 1995 年美军第一代“网络战士”从国防大学(National Defense University)信息资源管理专业毕业后,已有相当数量的人员相继成为“网络战士”。在此基础上,美军组建了世界上第一支具有实战意义的网络信息战部队<sup>[2]</sup>。2009 年,美军成立了由一名四星上将负责的网电空间司令部<sup>[3]</sup>(网络战的又一称谓是“网电空间战”),由此可见美军对网络战的重视程度。之所以重视,是因为网络战高于其他作战样式的战略意义及其有别于其他作战样式的本质特征。可以说,网络战为现代战争开辟了一种平时与战时、军与民界限模糊的全新战场,相应地,我们也必须以一种全新的眼光来看待这种作战样式。

心理战是一种以人的心理活动为作战目标的特殊的作战样式。无论技术多么发达,战争的的决定性因素仍然是人,而人的行为又受到自身心理活动的支配。从这一点来看,心理战的重要地位也就不言而喻了。关于心理战,《孙子兵法》中曾有“攻心为上,攻城次之;心战为上,兵战次之”的扼要论述。心理战的作战对象不仅限于军人,还经常包括敌国的普通民众。心理战的手段更是多种多样,震慑、迷惑、暗示、挑唆内部矛盾等都是常用的心理战法。1999 年的科索沃战争中,北约大肆宣扬南斯拉夫塞族对阿族采取的镇压活动,制造并利用塞族与阿族之间的矛盾,在很大程度上破坏了南联盟的内部团结。2003 年的伊拉克战争中,美国牢牢控制其国内各大主流媒体,使民众在电视、报刊、网络等媒体上仅能看到联军节节胜利的消息,而有关人员伤亡及官兵情绪的真实报道则被禁止公开。这种措施在战斗行动较为集中的一定时期内为美国创造了较好的国内舆论环境。与此同时,美军还通过各种

宣传手段对伊军采取了深度的心理瓦解行动,导致伊军许多部队成建制投降。可见,巧妙利用心理战法,能够达到低投入、高收益的作战效果,也就是所谓的“不战而屈人之兵”。

除以上四者之外,信息战还包括许多其他的作战样式。这些作战样式的概念繁杂,它们之间并不是严格独立的,而是相互交叉,各有重点。例如,网络战和电子战都可以是有效的情报战手段。对于通过电磁或计算机网络渠道侦察敌方信息的行动来说,既可归于电子战或网络战的范畴,又可归于情报战的范畴。使用强干扰压制敌方无线通信,使其部队处于孤立无援之境的行动中,既有电子战,又有心理战。因此,在运用信息战的各种作战样式时,应突破具体概念的牢笼,创造性地运用一切可以运用的方法,以超限战<sup>[4]</sup>的手段夺取最终的信息优势。

### 3.1.2 电子战

#### 1. 电子战的定义及内涵

电子战(也称“电子对抗”)是伴随着军用电子信息系统的发展而不断繁荣丰富的。虽然电子战行动大多是无形的,但它在现代战争中的地位日趋重要却是所有人都必须承认的客观事实。同信息战一样,关于电子战,国际上也存在多种不同的定义方式。美国学者 David Adamy 在参考文献[5]中给出的定义较为简练且易于理解,即“电子战是为确保己方使用电磁频谱,同时阻止敌方使用电磁频谱所采取的战术与技术”。国内对电子战较为正式的定义是“利用电磁能、定向能、水声能等的技术手段,确定、扰乱、削弱、破坏、摧毁敌方电子信息系统、电子设备等,同时保护己方电子信息系统、电子设备的正常使用而采取的各种战术技术措施和行动”<sup>[6]</sup>。下面,我们可以仿照前面信息战部分的方式,对国内与国外这两种经典定义的内涵进行一些归纳。

首先,电子战的作战空间是电磁空间。虽然任何作战行动都离不开地理空间,但电子战的所有行动都是在电磁空间上起作用的。谁能够占有更广阔的电磁空间,谁就是电子战的赢家。狭义的电磁空间可以理解为电磁频谱,一切无线电的传播和处理都需要占用电磁频谱,因此电磁频谱就是电子战双方争夺的核心资源。打个比方,如果将电子战比作围棋博弈,那么电磁频谱就是棋盘上的361目。这也就是第一种定义方式所抓住的本质之处。

其次,电子战的直接作用对象是电子信息设备。无论是情报获取、进攻还是防御行动,电子战的直接作用对象都是电子信息设备。然而,我们更应看到电子战的间接作用对象,即这些电子信息设备所支持的人员和装备。电子战行动阻止电子信息设备的正常使用,目的是使这些设备无法服务于后续的作战行动。干扰一部防空雷达,对雷达本身没有任何意义,其作用在于妨碍敌方对空情报的获取,从而为我方空中突击提供有利时机。电子防御的情况也是如此。

最后,电子战的作战手段广泛而多样。两种定义都没有对电子战所使用的方法做出明确的限制。事实上,电子战可以使用从电子干扰到火力打击等一切可用于争夺电磁空间的手段。按照第一种定义,我们甚至可以把小股特种分队深入敌后捣毁敌关键通信节点的行动纳入电子战的范畴。随着战术与战法的不断创新,电子战所使用的作战手段还将愈加丰富。

#### 2. 电子战的分类

在了解基本定义的基础上,我们来看电子战的分类。按照不同的原则,电子战有多种不

同的分类方式。按照对抗的目标（也可理解为占用的频段），可将电子战分为通信电子战、雷达电子战、光电电子战等。按照任务目的，一般将电子战分为电子支援（ES）、电子进攻（EA）及电子防护（EP）三类。在后续的小节中，我们将对占主体地位的通信电子战、雷达电子战、光电电子战进行逐一介绍。这里对后一种分类进行简要说明。

电子支援是指提供情报支援的各种电子战行动。这里的情报主要是指电子情报，而主要采取的方式是截获开放空间中存在的各种无线电信号（包括通信、雷达、光电等频段）。电子支援行动的输出一般是无线电信号或无线电设备的参数信息。这些参数信息可为后续的电子进攻提供支持，也可为更高层级的决策提供依据。在技术上，电子支援主要包括两个部分：一是旨在截获空间中感兴趣信号并获取其频域参数的电子侦察；二是估计信号源空间方向和位置（即空域参数）的测向与定位。

电子进攻是指利用电磁能或以电磁能引导的火力打击手段对各类电子目标实施的进攻，其目的是破坏敌方电子信息系统的正常使用。无线电干扰是最常见也是最经典的电子进攻方式。无线电干扰大体上又可分为压制性干扰和欺骗性干扰两类。其中，压制性干扰通过施放与有用信号无关的干扰信号来降低目标接收端的信噪比，使其检测及估计性能下降，无法有效工作。欺骗性干扰通过模仿有用信号向目标接收端传递虚假信息，使其不能正确工作。近年来，反辐射攻击的引入扩展了电子进攻的概念。无线电设备工作时都要向外界辐射电磁能量。反辐射武器接收这些辐射信号，并利用辐射源归向原理自主寻找、跟踪目标辐射源，采取火力打击的方式实现对无线电设备的硬摧毁。

电子防护是电子进攻和电子支援的对手，其使命就是防止己方电子信息设备被敌方侦察、定位、干扰或摧毁。发射控制是一种最简单的电子防护方法，只要辐射源尽可能少地向外辐射能量，就能降低被敌方截获信号的风险。低截获概率（LPI）通信是在信号调制技术上做文章，以扩展发射信号频带的途径降低其被截获的概率。屏蔽式干扰<sup>[7]</sup>是一种主动的电子防护方法，它的原理是通过干扰敌方侦察接收机来阻止其对己方辐射源的有效截获。这种方法也可被理解为是一种电子进攻。总体而言，电子支援、电子进攻、电子防护是电子战的三种具体类型，同时这三者也构成了电子战中的矛盾和互动元素。

### 3. 电子战的发展历程<sup>[6]</sup>

在介绍基本概念及分类之后，这里有必要对电子战的发展历程做一些回顾，以从历史的角度更好地理解实战中的电子战。

电子战的首次运用是 1902 年英国海军在地中海进行的无线电干扰演习，从那以后，电子战已走过了 100 多年的发展历程。1905 年 5 月，日本联合舰队在海战中侦察截获俄国第二太平洋舰队的无线电通信，掌握了俄舰队的行动方案，有准备地在俄舰航路上设伏突击，使俄舰队损失惨重。这是电子战首次应用于实战中。早期的电子战主要针对无线电通信，技术手段比较简单。

二战期间，雷达出现并被大量应用于防空作战当中。几乎是与此同时，各种针对雷达的电子对抗措施也相继应用于实战中，并在电子战中占据了重要的地位。这在诺曼底战役（“霸王行动”）中得到了很好的体现。1944 年诺曼底登陆之前，盟军利用电子侦察手段摸清了德军部署在法国北部沿海约 120 部雷达的详细工作特征及位置。以这些电子侦察情报作为引导，航空兵、火箭等部队成功摧毁了其中 80% 以上的雷达，另外盟军还使用电子干扰飞机



对剩余的雷达进行压制,使德军在此区域的对空情报网陷入瘫痪。登陆前夕,盟军综合使用无源、有源干扰技术更进一步地破坏德军的雷达系统,掩护盟军的空中行动,保证了诺曼底战役的胜利。二战期间电子战的重要特征是研发了专用的通信与雷达电子战装备,组建了专业的电子战部队。在1944年加里宁格勒第一次大规模战役中,苏军无线电干扰部队采用压制性干扰,破坏了被包围在加里宁格勒的德军集团与希特勒大本营之间的无线电通信联络。当时德军无线电报务员曾250次企图重新建立通信,转用了各种不同的频率发出呼号,均被苏军的强干扰压制。由于通信的中断,德军部队得不到有效的救援,最终全军覆没。

越南战争和中东战争期间,电子战的内容被进一步扩充。光电领域的电子战出现并成为除雷达电子战、通信电子战之外的又一主要电子战类型。在越南战争中,电子战已成为美军空袭行动的必要组成部分。此外,反辐射攻击使电子战逃出软杀伤的牢笼,成为一种兼有硬摧毁方式的作战样式。与此同时,体系作战的思想逐渐融入电子战之中。

海湾战争期间,电子战正式进入体系对抗阶段。在此次战争中,电子战是整个作战行动的先导,并贯穿整个战争过程。在正式空袭前的9小时,美军就专门实施了代号为“白雪”的电子战行动,以EF-111、EA-6B、EC-130H电子战飞机及MLQ-37等地面干扰设备对伊拉克的雷达网、通信网实时进行了全面的压制性干扰。类似的电子战行动在战斗进行阶段也从未停息。

在科索沃战争中,美军的电子战技术和战术又得到了新的提升。然而,南联盟对电子战的巧妙运用也使美军遭受了一定的损失。最为典型的案例当属南军击落F-117隐身战斗机。虽然F-117的雷达反射截面积只有 $0.01\text{m}^2$ ,但南军利用恶劣气象迫使飞机降低飞行高度的条件,准确估算其飞行路线。当F-117战斗机飞临预设区域时,南军采用雷达突然开机的电子战战术,成功捕获其大致方位,引导地对空导弹实时进攻,从而将其击落。这样的案例使人们意识到在技术上处于劣势的一方通过合理的战术运用,仍然可能获取战斗优势。

21世纪初,电子战逐渐走向全面繁盛。电子战装备与C<sup>4</sup>KISR系统相结合极大地提升了美军的整体作战效能,有效减少了部队的损失。2003年4月7日,美军情报人员获悉萨达姆父子正在某建筑物中开会,立即通过卫星终端向中央总部特种作战司令部和中央情报局报告。位于沙特阿拉伯的中央总部联合情报中心随后派出“捕食者”无人侦察机前往目标区域获取实时图像,并将其与其他情报进行信息融合,形成通用作战图(COP)报告给中央总部司令。空中作战司令部将作战命令发送给B-1B轰炸机,并引导其飞临目标上空,投下共2000吨炸弹,摧毁目标建筑物。值得一提的是,这样的一个涉及广阔空间范围和多种电子战系统的过程仅耗时45分钟。

### 3.1.3 雷达电子战

电子战是一个大概念,其中包含了许多电子战子类别。在这些子类别中,雷达电子战、光电电子战以及通信电子战是最主要的三类。从本小节开始的三个小节,我们将分别介绍雷达电子战、光电电子战以及通信电子战。其中通信电子战部分略讲,在3.2节~3.6节将对通信电子战进行详细研究。

雷达(Radar)是通过发射与接收无线电波来获取目标角度、距离、速度以及其他特征信息的传感器。在发明之初,雷达仅被用于防空作战,经过数十年的发展,雷达已被用于防空

反导、对海观测、导航、制导、火控、成像以及航空管制等多种用途。正是由于雷达在军事领域具有重要的作用，针对雷达进行的电子战很早就引起了人们的高度重视。与电子战大概概念类似，雷达电子战也可分为雷达电子侦察、雷达电子进攻和雷达电子防护。

雷达电子侦察就是利用电子侦察设备对雷达的工作特性及部署等信息进行搜集和处理。雷达电子侦察可以被用于多种任务，战略情报侦察要求获得广泛、长期、详细且对战略决策有较强支持作用的情报，用于这种用途的雷达电子侦察称为电子情报侦察（ELINT）<sup>[8]</sup>。与 ELINT 相比，电子支援侦察（ESM）则属于战术级侦察，主要服务于具体的战斗行动，要求有较快的情报获取和处理速度<sup>[8]</sup>。雷达告警用于对威胁雷达的检测，是飞机、舰艇和地面作战平台进行自卫的基本措施。当然，雷达电子侦察的用途还包括引导对雷达的电子进攻。

无论是服务于哪种目的的雷达电子侦察，都包括三个基本方面：测频、测向定位、信号处理。雷达工作时反映出各种可被外界观测的特征，其中频域参数和空域参数最具关键性。而在频域参数中，雷达的载波频率是最基本的，也是电子战最关心的参数。现代测频技术主要遵循两种思路：一是频域取样法，二是变换域法。简单地说，频域取样就是测频的全过程均在频域完成，不涉及除频域以外的其他各域。而变换域法则是将频率信息映射到其他域上进行测量。

空域参数的确定同样重要，测向定位的功能就是测量雷达辐射源的方位角或空间位置。测向定位的根本依据是电磁波的空间传播理论。大对数定位技术都以测向技术为基础，按照具体的测向原理，可将测向技术分为振幅法测向和相位法测向。对于非全向天线来说，不同方位上的幅度增益是不一样的。那么根据实测幅度数据的差异性就能提取出来波的方位信息，这就是振幅法测向。在一个波长内，各空间点的相位均不一致，通过在不同点设置天线阵元，获取它们之间的相位差，也能够推算出来波的方位，这就是相位法测向。

来自侦察系统前端的底层侦察数据往往以格式化的脉冲描述字（PDW）来表示。PDW 是一个向量，包括如下六大典型参数：

$$\text{PDW} = [\theta_{\text{AOA}}, f_{\text{RF}}, t_{\text{TOA}}, \tau_{\text{PW}}, A_{\text{p}}, F] \quad (3-1)$$

式中， $\theta_{\text{AOA}}$  为来波方位角， $f_{\text{RF}}$  为载波频率， $t_{\text{TOA}}$  为脉冲前沿的到达时间， $\tau_{\text{PW}}$  为脉冲宽度， $A_{\text{p}}$  为脉冲幅度， $F$  为脉内调制特征。

对于每个射频脉冲，都有一个 PDW 与之对应。由于雷达的脉冲重复频率（PRF）分布于几百赫兹到几万赫兹的范围，侦察过程中会接收到大量的雷达脉冲，这就会形成一个 PDW 数据流，即 PDW 流。PDW 流是对侦察数据的全面表示，对侦察信号的后续处理均建立在 PDW 流的基础之上。这些后续处理的过程主要包括时域参数测量、信号分选、特征识别、参数估计、威胁估计等。

雷达电子进攻是利用电子干扰及与雷达相关的杀伤性武器对目标雷达实施的进攻行动。压制性干扰能够阻塞雷达的接收通道，使得雷达丧失正常检测目标的功能。欺骗性干扰可以在雷达显示屏上产生虚假的目标点迹，从而掩护己方的真实行动。电子进攻中使用的杀伤性武器主要是指反辐射武器，包括反辐射导弹、反辐射无人机等。

面临种种针对雷达的电子侦察和进攻，雷达一方也有自己的防护措施，即雷达电子防护。对于传统体制的雷达，常用的技术有频率捷变、脉冲压缩等。相控阵雷达还能够通过自

适应波束形成来抑制干扰。设置诱饵是雷达抵御反辐射攻击的有效方法。另外，双、多基地雷达也有较好的防护性能。

### 3.1.4 光电电子战

位于光波段的电子战称为光电电子战。光波段在军事上有着广泛的应用，红外成像、激光测距、红外制导、激光制导、电视制导等都是在光波段内进行的。光波段的分布如图 3-1 所示。

0.06 $\mu\text{m}$	0.38 $\mu\text{m}$	0.76 $\mu\text{m}$	3 $\mu\text{m}$	5 $\mu\text{m}$	30 $\mu\text{m}$	1000 $\mu\text{m}$	
X光	紫外	可见光	近红外	中红外	中远红外	远红外	微波

图 3-1 光波段的分布

光电电子战同样包括光电侦察、光电干扰和光电防护三方面。它们的原理与雷达电子战中的原理类似，因此不再赘述，这里简要介绍光电电子战的应用。

作战飞机、水面舰艇、坦克、装甲车等作战平台在执行战斗任务中无时无刻不受光电制导武器的威胁。为了提高自卫能力，这些平台上普遍装有光电告警装置。另外，红外干扰弹、红外干扰器、烟幕产生装置也是不少平台的“标配”。

激光的单色性和方向性很强，自身能量也很高，常被用于对目标的光电攻击。这些目标可能是光电侦察卫星、作战飞机等。值得注意的是，基于各种平台的激光武器兼具软杀伤和硬摧毁的能力，目前已成为各军事强国重点研发和试验的新型装备。在弹道导弹突防的过程中，可以利用强激光武器攻击导弹预警卫星上的红外望远系统和电视摄像系统；采用红外隐身技术降低自身红外辐射；利用红外诱饵欺骗动能拦截器的制导系统。这些都是光电电子战的典型应用。

### 3.1.5 通信电子战

通信电子战是围绕通信系统展开的电磁领域的对抗，这一部分是本章的重点内容，我们将在后面的章节中对通信电子支援和通信电子进攻进行详细的阐述。

## 3.2 测频与截获

在 3.2 节和 3.3 节，我们分别介绍通信电子支援的两大部分，一是测频与截获，二是测向与定位。前者主要解决通信信号频域参数的获取问题，后者主要针对空域参数。首先，我们要对测频与截获这两个概念之间的区别有清晰的了解。测频就是测量信号的载波频率，而截获包含两部分，第一部分是测频，第二部分重点强调在测频的基础上获得通信信号所携带的有用信息。也就是说，测频得到的仅仅是信号的外部特征，而截获还能够得到信号的内部

信息。由于通信信号往往经过编码、加密、扩频等处理，完全截获目标信号所携带信息的难度较大，大部分电子支援均以测频为重点。获取目标的载波频率对干扰的实施具有较强的指导意义，对高层的指挥决策也有较好的支持作用，因此本节亦将测频作为讲述的重点。

### 3.2.1 测频与截获的环境

通信电子支援所处的是一个愈更加复杂的战场环境，这个环境包括各种自然以及人为的环境因素，鉴于通信电子支援的任务目标，我们更加关心与其密切相关的电磁信号环境。接收机在工作过程中，与目标信号同时存在于空间中的还有大量的无关信号，它们与目标信号共同构成了接收机的信号环境。从近几十年来的战争实践来看，接收机的信号环境表现出以下特点：

- **信号的来源广泛多样。**战场信息化程度正在且还将不断加深，部队使用电子装备的种类也越来越多。其中的一部分，如无线电台、雷达、战术数据链等为了完成其本身的功能，必须要向外界辐射电磁能量。另外，还有相当一部分电子设备在工作时也不可避免地向开放空间中辐射电磁能量。这些设备的运用形成了战场电磁信号的广泛来源。
- **信号的传播路径复杂。**不同用途、不同频段的电磁信号通过不同的路径进行传输。例如，天波超视距雷达发射和接收的射频信号就是通过电离层反射路径来完成传输的；微波通信一般利用直线路径；海军长波通信信号常沿海面传播；卫星通信则有一部分通过大气层外的空间信道传播。电子支援接收机建立的电波传播空间模型应当能够较好地反映这些复杂的传播路径。
- **信号的频段宽，密度大。**由于通信系统本身涉及的频段很宽，通信电子支援必须具备与之对应的宽频段内工作的能力。这些频段的划分如表 3-1 所示。

表 3-1 常用射频频段划分

频 段	名 称	符 号
3 ~ 30kHz	甚低频	VLF
30 ~ 300kHz	低频	LF
300 ~ 3000kHz	中频	MF
3 ~ 30MHz	高频	HF
30 ~ 300MHz	甚高频	VHF
300 ~ 3000MHz	特高频	UHF
3 ~ 30GHz	超高频	SHF
30 ~ 300GHz	极高频	EHF
300 ~ 3000GHz	光频段	

- **信号的样式繁杂。**现代战争中的军用通信设备能够在战场空间中产生样式繁杂的电磁信号。例如，通信信号可分为模拟型和数字型，在调制方式上包括调幅、调频、编码等。而单单编码信号就存在很多种不同的编码方式。为了降低被截获的概率，军用电台还会发射跳频、直扩等扩频信号。这些目标信号的广泛存在对电子支援设备提出了更高的要求。

- **信号的实时性高。** 武器装备自动化水平的提升加快了战斗的节奏，留给情报侦察方的反应时间也被缩短。近年来各国在装备研制中都在追求“发现即摧毁”，可见未来战场上信息的实时性还将更强。如果电子支援措施不能在可容忍的时延内给出可靠的数据，那么电子支援本身也就失去了实际意义。

### 3.2.2 搜索接收机

在电子战中，电子支援方需要在频域内对感兴趣的信号进行搜索并确定其载波频率，搜索接收机是完成这一功能的主体设备。对于常规信号的测频，常用的接收机有：超外差接收机、信道化接收机、压缩接收机、声光接收机以及数字接收机。

#### 1. 超外差接收机

超外差接收机的工作原理类似于一般的 AM/FM 收音机，它通过改变本振频率来实现射频频率的搜索。可用如图 3-2 所示的原理框图来描述其工作过程。

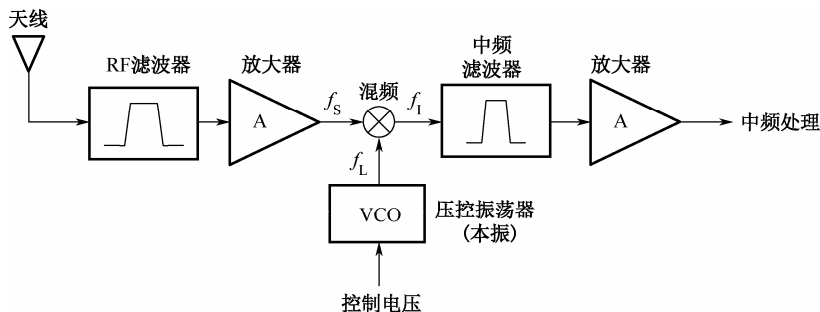


图 3-2 超外差接收机原理框图

天线采集的射频信号包括许多频率分量且功率微弱，必须首先进行射频滤波和放大。在混频过程中，输出取差频，射频信号频率和本振频率之间存在如下关系：

$$f_L - f_s = f_I \quad (3-2)$$

式中， $f_L$  为本振频率， $f_s$  为射频信号频率， $f_I$  为中频频率。本振频率  $f_L$  由压控振荡器（VCO）产生，受到控制电压的控制。因此，控制电压的波形决定了超外差接收机的频率扫描方式，如图 3-3 及图 3-4 所示，图中以锯齿波扫描为例。

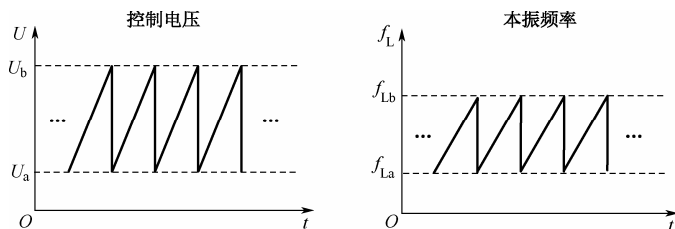


图 3-3 控制电压波形与本振频率

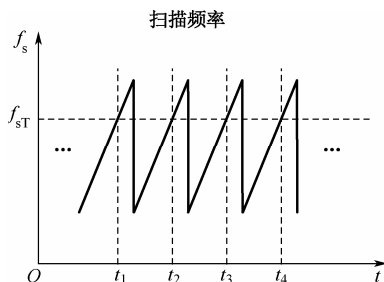


图 3-4 信号频率搜索方式

图 3-4 中, 目标信号载频为  $f_{sT}$ , 因此接收机会在时刻  $t_1, t_2, t_3, \dots$  接收到此信号。由式 (3-2) 可知  $f_{sT}$  为

$$f_{sT} = f_{L_{t_i}} - f_1, \quad i = 1, 2, 3, \dots \quad (3-3)$$

式中,  $f_{L_{t_i}}$  表示  $t_i$  时刻的本振频率。根据式 (3-3), 就能得出目标信号的载频。

以上就是超外差接收机的基本测频原理, 根据具体用途的不同, 实际产品在会在相应的功能模块上有所增减 (如采用多级混频等), 或在相关的技术指标上有所侧重。但无论如何变化, 只要是基于超外差思想设计的接收机, 式 (3-3) 始终是推算信号频率的根本依据。

超外差接收机的实现技术非常成熟, 但它也存在一些难以避免的缺陷。实际的超外差接收机通常不按严格的连续锯齿波扫频, 而是以一定宽度的频率窗进行步进搜索, 如图 3-5 及图 3-6 所示。

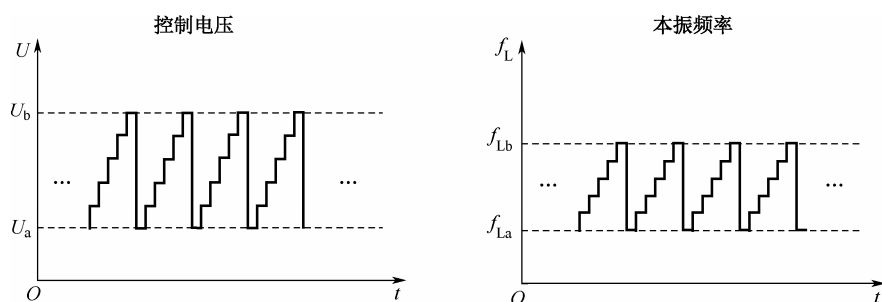


图 3-5 步进控制电压波形及本振频率

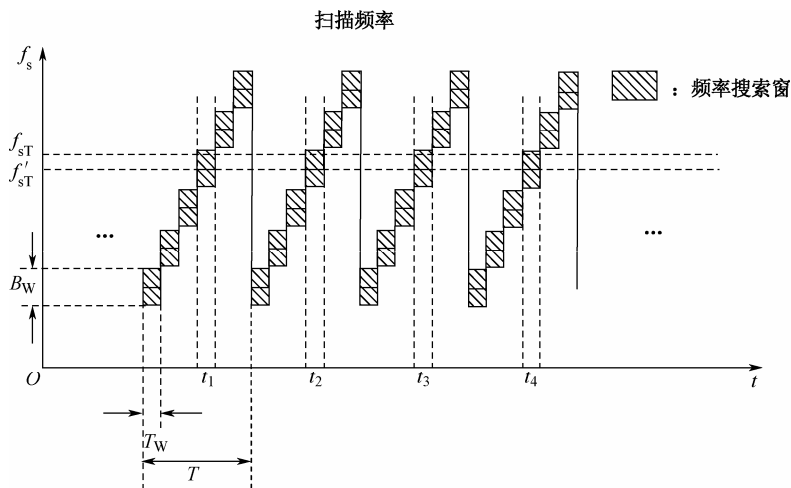


图 3-6 步进频率搜索方式

在图 3-6 中, 接收机在任意时刻都会开一个频率窗, 频率窗的宽度取决于中频带宽。在这种方式下, 接收机无法区分落入同一个频率窗的不同载频的信号。具体地说, 对于任一频率窗, 只要有目标信号落入该频带, 就认为其载频为该窗口的中心频率。例如, 图中的目标真实频率为  $f_{sT}$ , 而搜索接收机的读数为  $f'_{sT}$ 。可以看出, 搜索接收机的频率分辨率取决于频率搜索窗的瞬时带宽  $B_W$ ,  $B_W$  的值越小, 频率分辨能力就越强。

由于上述的原因,为了提高频率分辨率,应当尽可能减小  $B_w$ 。然而,为了保证接收机的灵敏度,频率窗的持续时间  $T_w$  必须足够长,一般  $B_w$  与  $T_w$  之间应满足以下关系

$$B_w \times T_w = 1 \quad (3-4)$$

显然,减小瞬时带宽  $B_w$  就必须延长窗持续时间  $T_w$ 。另一方面,减小  $B_w$  还会使一个搜索周期  $T$  内的步进数  $N$  增大。 $T$ 、 $N$  和  $T_w$  之间满足

$$T = N \times T_w \quad (3-5)$$

在  $N$  和  $T_w$  均增大的情况下,  $T$  必然增大,搜索速度必然降低,对目标的截获概率就会遭受损失。因此,在超外差接收机中,频率分辨率和频率搜索速度这两项指标之间存在难以调和的矛盾。这是超外差接收机在技术体制上的缺陷。若搜索的目标是跳频信号,则这种缺陷格外突出。

## 2. 信道化接收机

信道化接收机拥有最佳的技术性能,它的频率覆盖范围大,频率分辨率高,截获概率在理论上可以达到 100%,且能同时截获多个频率的信号。理想信道化接收机的原理框图如图 3-7 所示。

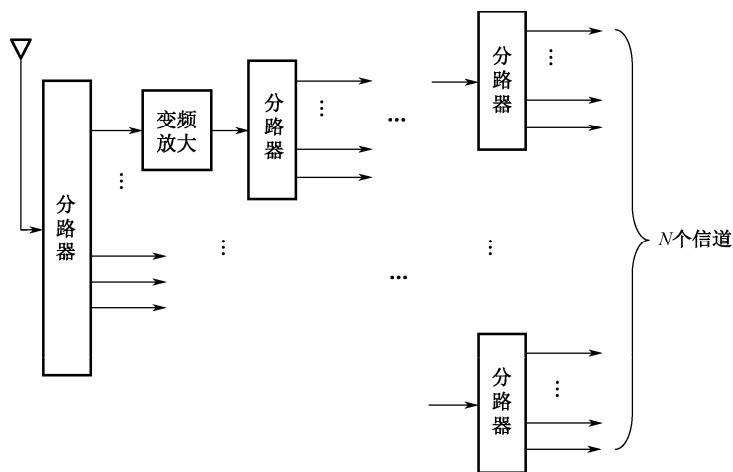


图 3-7 理想信道化接收机原理框图

在图 3-7 中,整个感兴趣带宽  $B$  经过多级分路、变频与放大,最终被分成相邻的  $N$  个信道。哪个信道有目标信号输出,就认为目标的频率为该信道对应的频率。例如,若整个感兴趣频段为  $f_0 \sim f_0 + B$ , 且第  $i$  个信道有目标信号输出,则目标的频率为

$$f_{sT} = f_0 + (i - 0.5) \frac{B}{N} \quad (3-6)$$

容易得出,理想信道化接收机的频率分辨率为

$$\Delta f = \frac{B}{N} \quad (3-7)$$

如果划分信道数量  $N$  足够大,频率分辨率就能做得很高。每个信道都需要一套单独的硬

件,所以要实现高分辨率就必须以设备量的增加为代价。例如,要在 50MHz 的频段内实现 25kHz 的分辨率,就需要 2000 个信道。对硬件成本的高要求限制了理想信道化接收机的应用。随着硬件技术的进步,投入战场应用的理想信道化接收机正在一步步成为现实。尽管如此,在理想方案的成品尚未面世的一段时间内,人们提出了一些在设备量和搜索性能之间取折中的次优型信道化接收机,它们中的典型代表是时分访问型信道化接收机<sup>[9]</sup>和超外差信道化接收机<sup>[9]</sup>,它们都是通过一定程度的频率搜索来减少信道数量的。从本质上来说,这些方案中的每一套硬件设备都以分时复用的方式被用于多个信道的检测。

### 3. 压缩接收机和声光接收机

压缩接收机的核心单元是设置在中频放大器之后的压缩滤波器,它也能够较好地解决频率分辨率和搜索速度之间的矛盾,它的工作特点是在较窄的脉冲宽度内快速地扫描较宽的频率范围。压缩接收机可以同时测量多个信号的频率,且灵敏度较高。

声光接收机的核心单元是布拉格盒(Bragg Cell),它的理论基础是信号对光波的调制作用以及光在一定介质中的传播规律。声光接收机具有较高的频率分辨率和大的瞬时带宽,但其动态范围较小。

### 4. 数字接收机

数字接收机是以数字化方案来实现接收过程中各项功能的接收机。它的 A/D 转换单元位于滤波和解调之前,因而数字化程度很高。这使其能够利用软件实现大部分功能,提升了灵活性,降低了成本。数字接收机的设计思想与软件无线电有着紧密的联系,它发展的下一站目标就是软件接收机。随着处理器性能的提升,以数字化方案实现的接收机将成为未来电子支援设备发展的主流。

## 3.2.3 对 LPI 信号的截获

为增强电子防护能力,无线通信经常使用低截获概率(LPI)信号。总体来说,LPI 信号主要是指扩频信号,最常用的扩频信号是跳频信号和直扩信号。

跳频信号分为两种,即慢跳频信号和快跳频信号。慢跳频信号的比特率大于跳频速率,在一个频率上有多个信息位;慢跳频信号的比特率小于跳频速率,一个信息位使用多个频率进行传输。对于慢跳频信号,可以使用窄带的扫频接收机进行搜索,但这种方案只能在一定的概率上截获跳频信号,截获概率取决于目标的跳频速率和接收机的扫频速度。对于快跳频信号,这种方案的难度更大,截获概率也更低。搜索者提高截获概率的一条有效途径是设法获取目标信号的跳频图案。如果接收机能够参照目标跳频图案来设置接收机的频率扫描规律,就能取得很好的接收效果。

直扩信号在每一时刻都占用着一个较宽的频带,是最“正统”的扩频信号。由于瞬时的带宽较宽,信号的幅度值能够被压得很低,这使直扩信号淹没在噪声中,不易被检测发现。对于直扩信号,可以通过在时间上做积累的办法来提高截获概率。第 2 章中介绍的能量检测就是一种可行的方法。

从扩频信号本身的设计思路来看,其达到低截获概率的根本原因是所用频带的展宽。因



此, 要实现对扩频信号的截获, 根本的办法是扩展接收机的频带。带宽足够的信道化接收机是截获扩频信号的有力工具。另外, 拥有宽带射频前端的数字接收机或软件接收机也是一个良好的选择。通过对宽带采样信号的傅里叶变换 (实际通常采用 FFT), 可以生成目标信号在频域的全景显示图。

### 3.2.4 测频的性能指标

在设计、测试和使用的过程中, 往往需要对接收机的测频性能做出评估。为了对设备性能给出客观、准确的评价, 必须以量化的方式来描述各项性能。于是, 人们引入了各方面的性能指标, 主要包括带宽、探测距离、灵敏度、动态范围、频率分辨率。

- 带宽就是接收机所能探测的最带频率范围, 它描述了接收机在频域上的视野。对于未落在接收机带宽内的信号, 接收机无论如何也侦收不到。带宽主要受到硬件水平的影响。
- 探测距离是接收机所能感知的空间最远距离, 它描述了接收机在空域上的视野。探测距离受到内部和外部两方面因素的影响。内部因素主要是指灵敏度, 外部因素包括目标信号的强度和传输路径等。
- 灵敏度是指接收机能够有效接收的最小信号功率, 灵敏度常以 dBm 作为单位, 它描述了接收机对信号的敏感程度。所谓有效接收有两层含义: 一是能接收到信号; 二是能对接收的信号进行正确的处理。灵敏度与接收机的探测范围紧密相关, 灵敏度越高(在数值上越小), 接收机的探测范围就越远。
- 动态范围是接收机能够有效接收的最强信号和最弱信号的功率之差, 常以 dB 为基本单位, 它描述了接收机在能域上的视野。动态范围越大, 接收机对不同前端信号强度的适应能力就越强。
- 频率分辨率是接收机所能区分的最小频率差, 它描述了接收机测频的清晰程度。正如 3.2.2 节所分析的, 超外差接收机的频率分辨率取决于中频带宽, 信道化接收机的频率分辨率取决于最后的信道带宽。总体来看, 频率分辨率总是与末级处理的带宽有关。

## 3.3 测向与定位

通信辐射源的方向和位置是通信电子支援行动需要获取的重要信息, 本节介绍对通信辐射源的测向与定位。测向就是测定目标信号的波达方向 (DOA), 定位就是确定辐射源的具体位置坐标。测向的技术有很多, 主要可归为两类: 振幅法和相位法。定位也有多种方法, 在一部分情况下, 定位在测向的基础上进行; 其他方法 (如时差定位法和频差定位法) 则与测向无关。另外, 测向与定位的精度是影响电子支援准确性和可靠性的重要性能指标。

### 3.3.1 振幅法测向

增益的方向性是天线的一个关键特性, 通常以方向图来描述天线在各不同方向上的增

益。对于非全向天线来说,不同方向上的增益不相同。因此,对同一信号在不同方向上进行接收,信号在接收机中所产生的振幅也会有所差异。利用这种差异性来估计信号来波方位就是所谓的振幅法测向。

### 1. 最大信号法

最大信号法是利用天线的最大增益点来确定 DOA 的一种方法。在最大信号法中,接收天线的方向图需要具有锐方向性且能够旋转,如图 3-8 所示。图中略去了天线的副瓣,实际的天线都必然存在一定的副瓣,副瓣的增益一般远小于主瓣。

图 3-8 中的左图是极坐标系下的天线方向图,方向图上每一点到原点  $O$  的距离与该方向上的增益成正比。右图将极坐标系转换为直角坐标系,横轴为方位角,纵轴为增益。在天线的锐接收波束以均匀角速度  $\omega$  扫过目标辐射源方向的过程中,接收机内的信号幅度随时间变化的情况如图 3-9 所示,其形状类似于图 3-8 中的右图。在信号幅度达到最大的时刻  $t_{\text{target}}$ ,天线的轴向就是目标辐射源所在的方向,这就是最大信号法测向的基本原理。可以看出,天线的方向图越尖锐,对最大幅度点的选择性就越好,测向就越精确。这也就是最大信号法要求使用锐波束天线的原因。

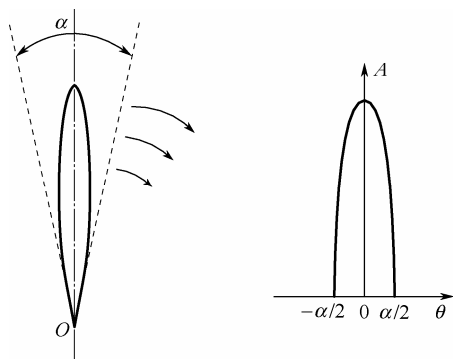


图 3-8 锐波束天线方向图

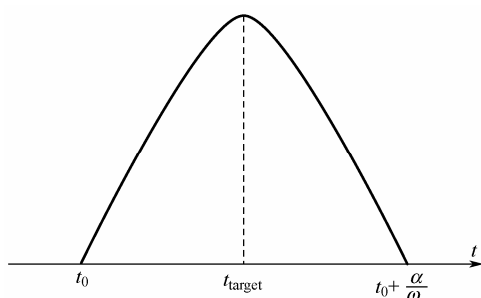


图 3-9 最大信号法中目标接收幅度随时间变化情况

实际测向设备可以使用各种不同的方法来监视信号幅度。一种经典的方法是将接收信号降至音频并放大后输出至音频输出设备,如耳机、音响等。这样,当这些音频设备的音量达到最大时,就能够根据天线指向来记录辐射源方向。这种方法称为听觉测向,是一种比较原始的方法。利用自动化设备自动判断幅度最大时刻并进行记录可以提高测向的准确度和效率。

### 2. 最小信号法

最小信号法的原理与最大信号法类似,不同之处在与最小信号使用的是天线方向图的最小信号点。在最小信号法中,接收天线的方向图需要具有较为明显的凹陷性且能够旋转,如图 3-10 所示。图中只画出了方向图凹陷及两侧附近的部分。

在天线旋转扫描的过程中,当波束的凹陷掠过辐射源所处方向时,接收机内信号幅度随时间变化的规律如图 3-11 所示。同样,其形状类似于图 3-10 中的右图。在接收信号幅度达到最小的时刻  $t_{\text{target}}$ ,天线凹口的指向就是目标辐射源所处的方向。

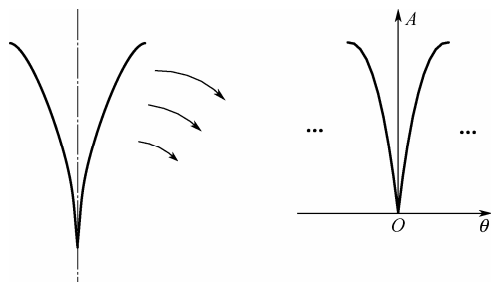


图 3-10 凹陷性天线方向图

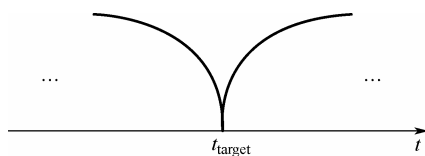


图 3-11 最小信号法中目标接收幅度随时间变化情况

最小信号法的精度往往高于最大信号法。最大信号法尽管使用了锐波束天线，但其增益在轴线附近处的变化趋于平缓。在轴向附近一定的范围内，方向的区分度并不够高。而最小信号法所使用的凹陷性天线则与其相反。在凹陷性天线的方向图中，越靠近最小点，方向图越陡峭，增益变化越快。在最小点附近，微小的角度误差就会引起较为显著的信号幅度变化。由于这种误差的放大显示效应，凹陷性天线能够更精确地对准目标，因此其测向精度高于最大信号法。

### 3. 比幅法

比幅法是通过比较两副天线的接收幅度之比来估计辐射源方向的测向方法。典型的比幅测向天线方向图如图 3-12 所示。

比幅法将两副方向图完全相同的天线相互错开一定角度放置，使其产生如图 3-12 所示的方向图。图中  $\theta_0$  为等信号轴， $\theta_{\text{target}}$  为目标辐射源方向。从图中可以看出，在两波束交叠的部分中，两波束增益之比  $\frac{A_b}{A_a}$  在不同方向上是严格不同的。这种增益比和方向的对应关系可用函数来描述，如图 3-13 所示。通过这种对应关系，就能根据接收信号的强度之比推算出辐射源方位。

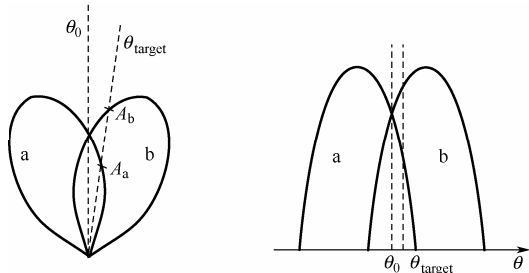


图 3-12 比幅法测向

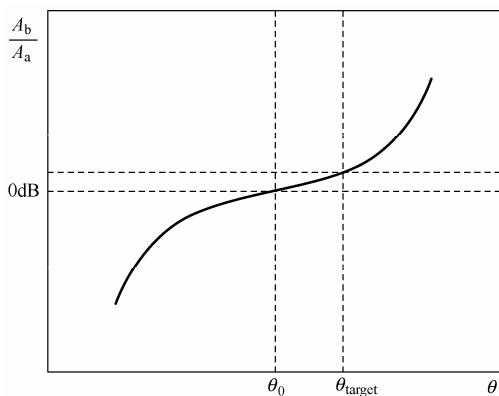


图 3-13 增益比与方向的对应关系图

### 3.3.2 相位法测向

电磁波在传播的过程中，相位会随着波程的变化而变化。对于不同位置的天线来说，波

程之差又与电磁波入射的角度有关。这就为相位和入射角之间建立起了联系，利用这层联系来确定辐射源方向就是相位法测向。相位法测向的主要方法有：干涉仪测向、时差法测向及多普勒测向。

### 1. 干涉仪测向

干涉仪测向的基本原理如图 3-14 所示。

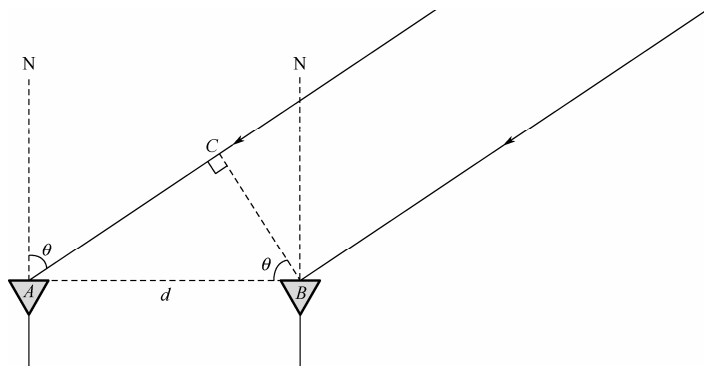


图 3-14 干涉仪测向基本原理

图中， $A$ 、 $B$  为接收机的两个天线元，间距为  $d$ ，两者构成一条基线，方位角  $\theta$  以正北 ( $N$ ) 为基准方向。假设接收天线距离辐射源的距离远大于  $A$ 、 $B$  的间距，那么就可以认为入射波为平行波，不同天线元之间没有入射角差异，且  $\varphi_C = \varphi_B$ 。那么，由波程差  $AC$  带来的相位差为

$$\varphi_{CA} = \varphi_{BA} = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin \theta \quad (3-8)$$

式中， $\lambda$  为信号波长。根据式 (3-8)，只要测出  $B$ 、 $A$  两天线元之间的相位差  $\varphi_{BA}$ ，就能够推算出入射角  $\theta$ 。

在很多情况下，不仅需要获取目标的方位角  $\theta$ ，还需要知道目标的俯仰角  $\varphi$ ，如图 3-15 所示。此时可以采用双基线干涉仪进行测向，如图 3-16 所示。

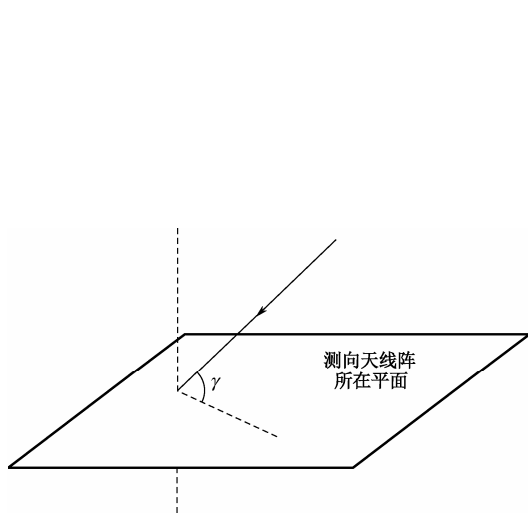


图 3-15 俯仰角示意图

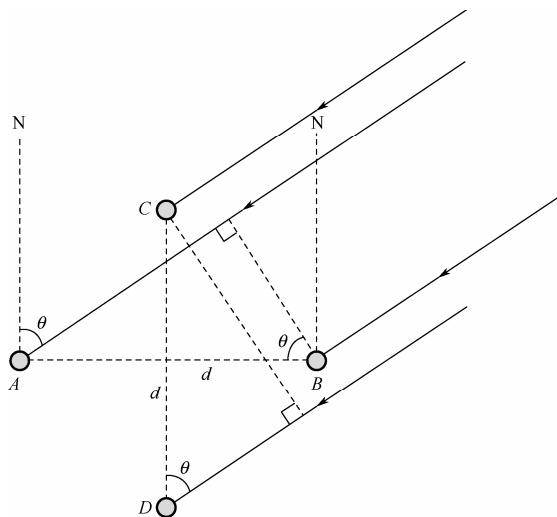


图 3-16 双基线干涉仪测向

与单基线干涉仪类似，在双基线干涉仪中，存在如下关系：

$$\begin{aligned}\varphi_{BA} &= \frac{2\pi d}{\lambda} \cos \gamma \sin \theta \\ \varphi_{CD} &= \frac{2\pi d}{\lambda} \cos \gamma \cos \theta\end{aligned}\quad (3-9)$$

只要测得两对天线元的相位差  $\varphi_{BA}$  和  $\varphi_{CD}$ ，就能够利用式（3-9）中的两个等式同时算出方位角  $\theta$  和俯仰角  $\varphi$ 。

当实际的相位差大于  $\pi$  时，则该相位差可能来源于多个波程差，也就有可能来源于多个入射角，由此带来的测向模糊问题称为相位模糊。相位模糊会对测向角度范围造成限制。在干涉仪测向中，基线越长测向精度越高，但同时相位模糊也会越严重。相反，基线越短，测向精度越差，相位模糊也越不明显，测向角度范围也就越大。对此，实际中常采用长短基线结合的方式来兼顾测角范围和测角精度。具体做法是分别设置短基线和长基线，短基线用来确保一个较大的不模糊测角范围，长基线则用来提高测角精度。

## 2. 时差法测向

时差法测向的原理与前述的干涉仪测向其实是一致的，不同之处在于，时差法测向采用到达不同天线元的时间差来代替干涉仪法中的相位差。具体地说，以图 3-16 为例，时差法利用的是如下关系：

$$\begin{aligned}t_{BA} &= \frac{d}{c} \cos \gamma \sin \theta \\ t_{CD} &= \frac{d}{c} \cos \gamma \cos \theta\end{aligned}\quad (3-10)$$

式中， $c$  为光速。时差法测向的关键技术是时差的精确测量。由于电磁波传播速度之快，时间差的量级很小。虽然增加基线的长度有助于降低对时差测量精度的要求，但这又会带来多地协同等其他问题。现代战争要求装备尽可能小型化，因此，只有提高时差的测量精度，才能从根本上改善时差法测向的性能。

## 3. 多普勒测向

当电磁波的发出者和接收者之间存在相对径向运动（即直线距离发生变化）时，接收到的信号频率  $f_R$  与发射频率  $f_T$  之间会存在一个频率差  $f_d$ ，这就是所谓的多普勒（Doppler）效应。其中的频率差  $f_d$  称为多普勒频率，也称为多普勒频移。相位是频率的积分，频率的改变必然伴随着相位的改变。由多普勒频移而造成的相移量  $\varphi_d$  称为多普勒相移。

多普勒测向就是利用接收天线运动所产生的多普勒相移来确定波达方向的一种方法，其基本原理如图 3-17 所示。

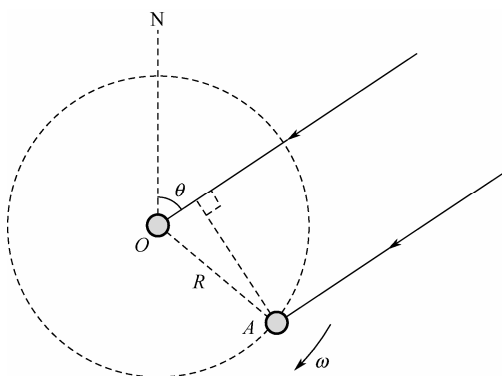


图 3-17 多普勒测向的基本原理

图中使用了两副全向天线  $A$  和  $O$ ，天线  $O$  固定不动，天线  $A$  以  $O$  为轴做匀速圆周运动，角速度为  $\omega$ 。现假设俯仰角  $\gamma = \frac{\pi}{2}$ ，以正北为起始时刻，则由图中几何关系可以得出两天线之间的相位差为

$$\varphi_{AO}(t) = \frac{2\pi}{\lambda} R \cos(\omega t - \theta) \quad (3-11)$$

从多普勒效应的角度来看， $\varphi_{AO}(t)$  就是由  $A$  的运动所产生的多普勒相移。只要将  $\varphi_{AO}(t)$  和  $\cos \omega t$  一同进行鉴相，就能提取出方位角  $\theta$ 。

多普勒测向中使用的天线尺寸往往较大，而且要求的旋转速度很高，这在工程实际中难以实现。因此，人们通常采用多天线的轮流选通来等效天线的高速旋转，如图 3-18 所示。

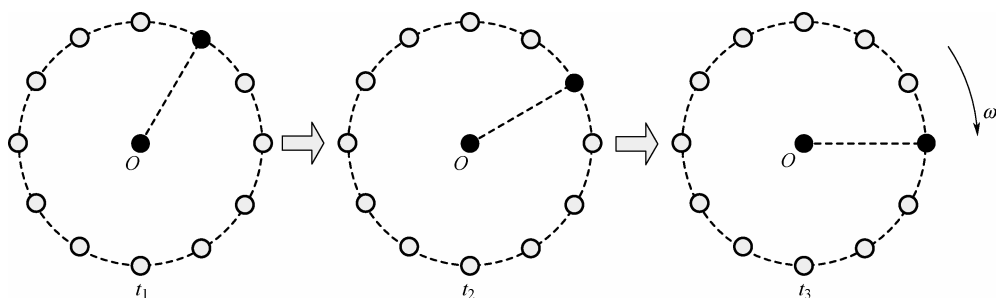


图 3-18 等效多普勒测向

### 3.3.3 定位技术

定位要求获取辐射源的具体位置，交叉定位和单站定位技术是在测向的基础上完成的，而时差定位和频差定位则无需测向。

#### 1. 交叉定位

交叉定位时利用“平面上两条不平行直线确定一个点”的几何原理来确定目标辐射源的位置坐标，如图 3-19 所示。图中，A、B 两个测向站分别在不同位置测定辐射源方向，两条测向线(图中实线)的交点就是辐射源的估计位置。图中实线两侧的虚线表示辐射源方向在一定置信度下的置信区间。两对虚线在辐射源估计点周围围成的四边形称为定位模糊区。这个模糊区域的大小在一定程度上决定了交叉定位的精度。

通过合理设置测向站的位置，可以使定位面模糊区的面积达到最小。一般来说，若基线长度一定，则当  $\alpha = \beta = 30^\circ$  时定位模糊区面积最小； $\alpha + \beta = 90^\circ$  时定位的位置误差最小。

#### 2. 单站定位

对于通过电离层反射传播的 HF 天波信号，可以采用单站定位。其中，电离层是位于地球表面上空由被电离的气体所组成的区域，高度为 50 ~ 500km。在这种传播方式中，信号由辐射源出发，经电离层反射到达测向站，如图 3-20 所示。实际中，信号在传播过程中有可能经历了多次反射，即多跳，这里为方便分析，仅以考虑单跳模型。

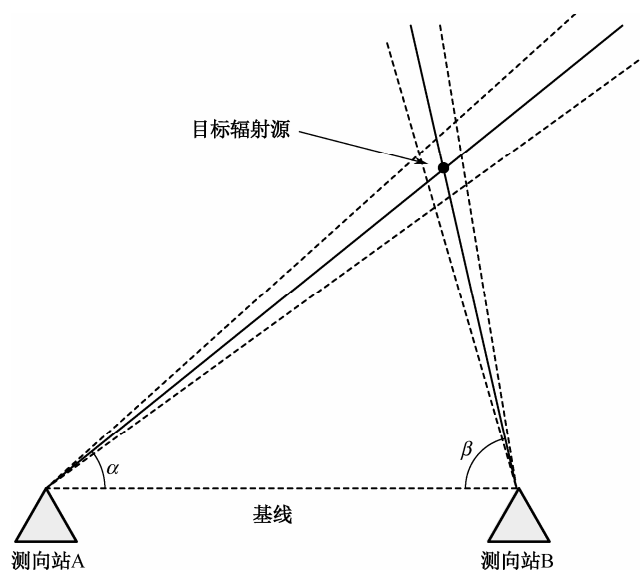


图 3-19 交叉定位

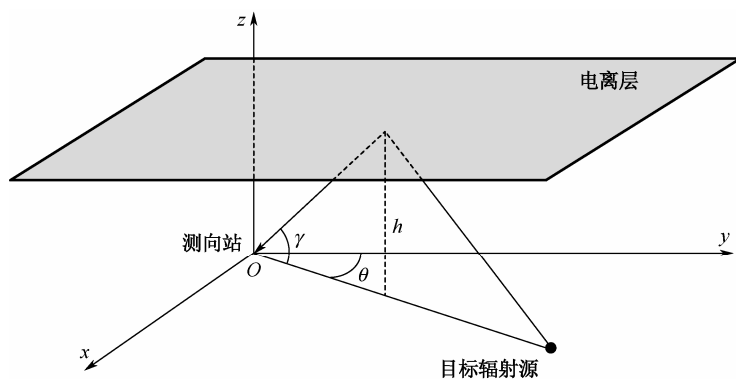


图 3-20 单站定位

以测向站为原点，地平面为  $xOy$  平面建立空间直角坐标系。天波信号能够通过电离层的反射到达测向站  $O$ ，只要测向站能够测得电离层反射波的仰角  $\gamma$  和方位角  $\theta$ ，同时知道当前电离层的高度  $h$ ，就能利用下式推算出目标辐射源相对于测向站的地理坐标为

$$\begin{aligned} x_T &= \frac{2h \sin \theta}{\tan \gamma} \\ y_T &= \frac{2h \cos \theta}{\tan \gamma} \end{aligned} \quad (3-12)$$

单站定位技术中的难点在于准确把握当前电离层的反射特性。一方面，电离层的反射特性受到地点、时间、太阳活动情况等多种因素的影响；另一方面，电离层本身的结构也比较复杂。因此，实际的情况远比上述理想模型复杂得多。

### 3. 时差定位

时差定位是根据信号到达不同位置天线的时差来定位的一种方法。根据圆锥曲线的基

本概念,在二维平面中,到两个定点距离之差相等的所有点的集合是双曲线。因此,只要测出信号达到两个天线的时差,就能确定出一条双曲线,即辐射源必然在这条双曲线上。如果利用别的天线再确定出一条不同的双曲线,就能利用两条双曲线的交点来实现辐射源的定位。这就是时差定位的基本原理,如图 3-21 所示。

一般情况下,实施定位的一方都知道目标辐射源位于定位阵地的哪一侧。通过这一点先验知识,结合不同天线接收到信号的时间先后关系,可以去掉双曲线上多余的部分,如图中的点画线所示,剩余有意义曲线(图中实线)的交点就是目标辐射源的估计位置。

#### 4. 频差定位

频差定位的道理和时差定位类似。在频差定位中,接收机是运动的,需要测量的不是信号的到达时间差,而是接收信号的频率差。由于运动接收机对信号具有多普勒调制作用,同源电磁波在不同运动接收机中会产生不同的频率,而这个频率之差又与接收机的运动以及目标的位置有关。对于接收机的运动情况,定位方完全掌握。于是,根据测得的频率差和已知的接收机速度,就能确定出一条等频线。通过多个接收机确定出多条等频线,就能根据等频线的交点确定出辐射源的估计位置,如图 3-22 所示。

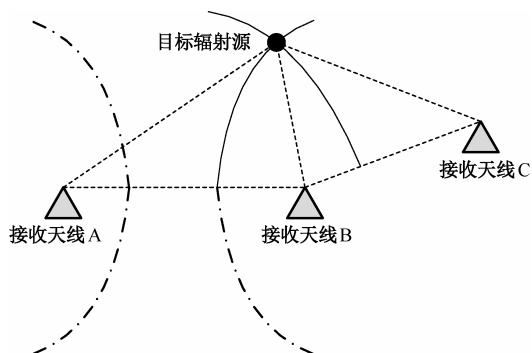


图 3-21 时差定位

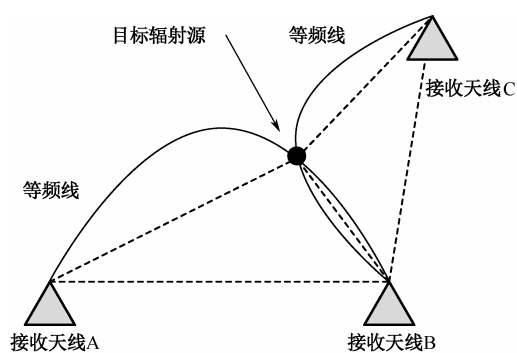


图 3-22 频差定位

### 3.4 通信电子进攻

通信电子进攻的目的在于破坏敌方通信接收机对通信信号的正常接收。这里所说的通信接收机包括两类:一是通信发射机同一方的合作接收机,用于接收有用信息;二是对通信发射机实施电子侦察的非合作接收机,用于电子支援。这两者在原理上是类似的,为提高接收性能,两者都力求获得最大接收信噪比。因此,针对这两者进行的电子进攻在本质上也是相同的。

狭义的通信电子进攻主要是指通信电子干扰,这是一种软杀伤的压制模式。然而,在实际的作战行动中,针对通信目标的硬摧毁也是重要的进攻手段。其中,反辐射攻击武器凭借自身所配备的导引头寻找、跟踪目标辐射源,最终实现对目标的毁伤,其工作原理和打击目标都属于电子战的范畴,因此本节将其纳入通信电子进攻一并予以介绍。

#### 3.4.1 通信电子干扰

通信接收机的作用是从天线捕获的无线电信号中正确地还原出有用信息。尽管通信信号



本身是一个确知的信号,但它始终处在来自于信道和接收机本身的噪声背景之中。没有任何一部接收机能将这部分确知信号不多不少地提取出来。既然不可避免地加入了随机成分,那么接收机对有用信号的还原就成为了一个概率问题。事实上,无论是语音信号的正确收听与辨别,还是编码信号的正确解码,无一不是概率事件。检测概率是衡量接收机还原能力的一项指标,它与接收端信噪比(SNR)密切相关。信噪比越高,表示随机成分越少,检测概率就会越高;相反,信噪比越低,随机成分越多,检测概率就越低。

由此可见,要使目标接收机丧失正常的使用效能,应设法降低其接收信噪比。有用信号的强度取决于发射功率、传输环境及接收技术,这些都是进攻方无法改变的。于是,提高接收端的噪声功率成为了必然的攻击途径。在这种思路下,电子干扰技术被广泛应用于对无线电接收机的进攻当中。通信电子干扰的一般方式是向目标接收机发射无序信号(干扰),提高接收机的噪声功率,使其检测概率降低到一定水平之下。除此之外,一些大功率的干扰还能使接收机的某些电子元件达到饱和,从而使其彻底丧失接收能力。

要取得良好的攻击效果,通信电子干扰首先必须满足在三个域上对准目标接收机。这三个域就是最常讨论的频域、时域和空域。频域对准是指干扰的频率应当处于接收机所开的频率窗口之内,时域对准是指干扰必须与通信信号同时进入接收机,空域对准是指干扰必须能够在空间上触及接收天线。这三者中只要有一项未对准,干扰都将失效。

根据通信电子干扰的频带特性,本书将其大致分为窄带干扰和宽带干扰两类,下面的两个小节将分别给出介绍。

### 3.4.2 窄带干扰

窄带干扰是指干扰信号的频带远小于干扰频率的干扰方式,其干扰信号的功率谱如图 3-23 所示。窄带干扰的直接目的是对某些信道进行攻击,而不是对全频段进行覆盖性压制。这种干扰信号集中在一个较窄的频段内,在单位带宽上的干扰功率可以很大,对落在干扰频段内的通信信号有较好的干扰效果和较远的干扰距离。因此,窄带干扰适合用于远距离电子进攻。

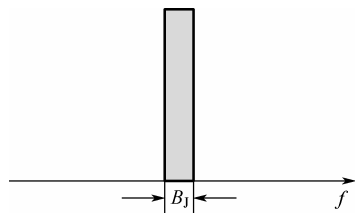


图 3-23 窄带干扰的功率谱

由于瞬时的干扰带宽很窄,窄带干扰要求获取干扰信号准确的频率信息,因此需要配合高质量的电子支援措施。此外,对于变频的通信接收机,窄带干扰必须跟随接收机频率窗做相应的频率变化才能有较好的干扰效果。

按照频率对准方式来分,窄带干扰主要包括点频干扰、转发干扰、跟踪干扰、扫频搜索干扰<sup>[9]</sup>以及扫频干扰。

#### 1. 点频干扰

点频干扰是最简单最初级的窄带干扰。在点频干扰中,干扰机仅对某个特定的频率进行干扰。实际上,点频干扰通常的使用方式是频率守候,即对一个较为关心的频率进行监视侦察,一旦该频率的信号出现,立即开机施放干扰,压制敌方通信。如果将整个通信频段比作是一条包括许多股道的宽马路,那么点频守候的干扰方式就是在这条宽马路中的一条股道上

设置固定路障，使敌方信号不能通过这一股道来完成传输。换句话说，点频干扰仅仅损毁了特定的信道，如果敌方改变通信频率，同样可以完成信息传递功能，此时干扰失效。

## 2. 转发干扰

相对于点频干扰来说，转发干扰是一种更为灵活的干扰方式，它的干扰频率来源于目标通信信号本身，具有良好的干扰效果。转发干扰的基本原理如图 3-24 所示。目标信号经过混频、延时和再混频后形成干扰信号，经干扰天线向目标接收机发射出去。第一次混频满足如下关系：

$$f_{\Delta} = f_L - f_T \quad (3-13)$$

式中， $f_T$  为目标信号载频， $f_L$  为本振频率， $f_{\Delta}$  为目标信号经过下变频后的频率。延时的目的是在目标接收机处模拟一个多径干扰。延时后的信号再经过一次混频，就能得到与目标信号载频一致的干扰信号：

$$f_J = f_L - f_{\Delta} = f_T \quad (3-14)$$

从图 3-24 中干扰信号的产生过程可以看出，转发干扰的独特优势是干扰信号来源于目标信号本身。因此，干扰信号与目标接收机本应接收的信号有很强的相关性，目标接收机难以将其滤除。一些转发干扰机还具有噪声调制功能，以增大干扰带宽，增强压制效果，如图 3-24 中虚线框所示。

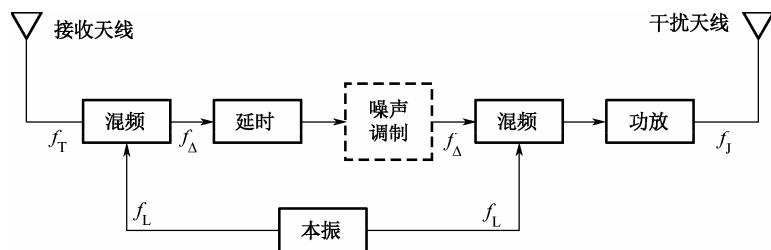


图 3-24 转发干扰的基本原理

## 3. 跟踪干扰

跟踪干扰是能够跟踪目标频率的干扰方式。为实现跟踪，这种干扰方式需要对目标频率进行持续的监视，并以此来引导干扰频率锁定目标频率。与转发干扰不同，跟踪干扰的干扰信号完全由干扰机自身所产生，其原理如图 3-25 所示。

接收机将目标信号截获并输出目标载频信息。频率控制单元根据接收到的目标载频，产生相应的控制信号。在控制信号的引导下，干扰产生与发射单元产生对准目标载频的干扰信号，并通过天线发射出去。值得注意的是，频率的测量与控制过程都需要消耗一定的时间，因而干扰做不到完全实时的频率跟踪，总是会比目标频率的变化更迟缓，如图 3-25 所示。显然，要达到较好的干扰效果，跟踪干扰机的反应速度必须非常快，至少应快于目标的变频速度。相反，对于变频速度快于干扰机反应速度的目标，跟踪干扰很难奏效。

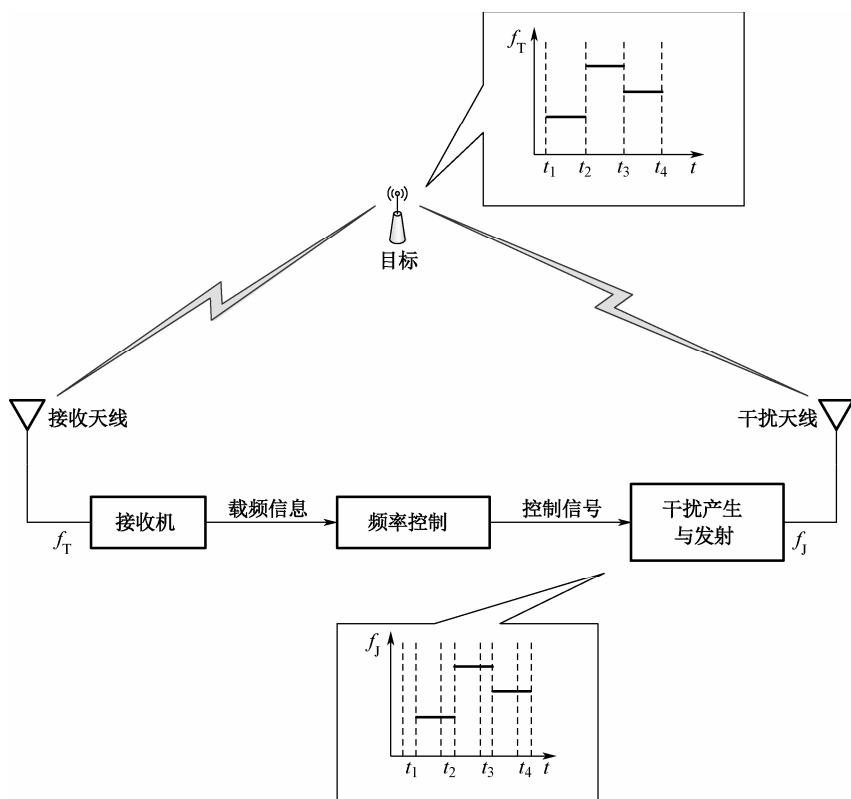


图 3-25 跟踪干扰基本原理

#### 4. 扫频搜索干扰

在扫频搜索干扰中，电子支援设备对感兴趣的频带进行扫频搜索，干扰机仅对捕获到的目标发射干扰信号。这种干扰仅在必要时向外界辐射，因此能尽可能地隐蔽自身。搜索的方式可以自定义，例如对某些重要频段进行更加频繁搜索。另外，还可以为不同的频率设置不同的干扰优先级，当在多个频点上出现目标时，重点干扰优先级高的目标。

#### 3.4.3 宽带干扰

随着军事装备水平的不断提高，多数无线通信设备都具有多频段通信的能力。面对这些目标，窄带干扰虽然能通过转发、跟踪等方式达到一定的干扰压制效果，但如果不具备目标变频或扩频先验知识，干扰效果就会大打折扣。应对这些通信目标，最直接的办法就是产生覆盖目标所有频率的宽带干扰。

宽带干扰对电子支援的要求相对较低，通常只需要知道目标大致的频率范围、信道间隔等。这也使宽带干扰系统的构成比较简单。然而，这种干扰方式也有其自身的缺点。由于干扰功率被分配在整个宽频带上，每个频点上的干扰功率很难做到窄带干扰那么高。在整个干扰频段上，能与目标对准的也只有其中一部分功率，因此干扰功率中还有相当一部分被浪费了。不仅如此，这部分功率还可能干扰己方邻近频段的通信。

在实际使用中，为了避免己方自扰，通常将干扰机部署在距目标近、离己方远的位置。

采用无人机搭载宽带干扰机飞至敌方阵地上空施放干扰, 或通过飞机向敌方纵深处投放一次性宽带干扰机等都是常用的部署手段。

从干扰信号的功率谱来看, 宽带干扰主要有两种方式, 一是完全阻塞干扰, 二是梳齿干扰。其中, 完全阻塞干扰的功率谱如图 3-26 所示, 可以看出, 这种方式实现了对一定带宽的完全覆盖。

梳齿干扰的功率谱如图 3-27 所示, 可以看出干扰功率在频率上是分段分布的, “梳齿”之间的间隔取决于目标信号的信道间隔。这种干扰方式是对完全阻塞干扰的改进。由于频率的分段分布, 干扰功率可以更加集中。另外, 齿间空隙为己方通信留出了信道。

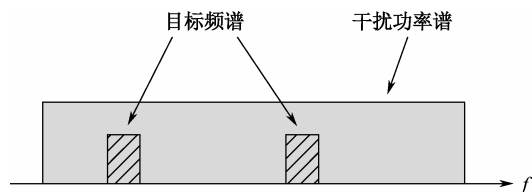


图 3-26 完全阻塞干扰功率谱

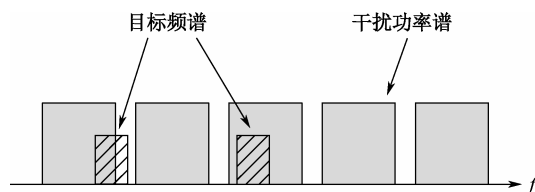


图 3-27 梳齿干扰功率谱

宽带干扰常以扫频的方式来实现, 即将一个窄带的干扰信号在整个宽频段内快速扫频。例如, 线性步进扫频的宽带干扰如图 3-28 所示。有时, 宽带干扰还可利用猝发性的强脉冲产生。在这样的方式下, 脉宽越小, 干扰信号的频带越宽。

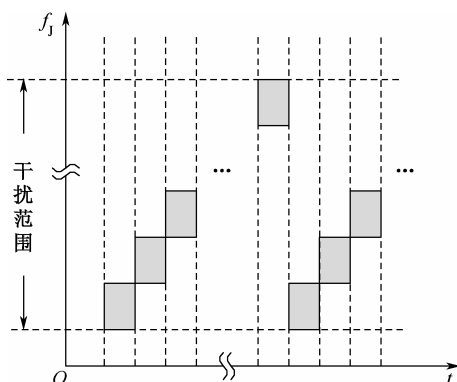


图 3-28 扫频干扰

### 3.4.4 火力打击

火力打击是除电子干扰外的另一种电子进攻方法。尽管恰当的电子干扰手段能较好地压制敌方通信, 使其无法发挥正常的使用效能, 但这并不能从实体上对通信设备造成损伤, 仍为敌方保留了潜在的通信能力。在作战行动中, 为了获得更可靠的电磁优势, 有时需要更进一步的电子进攻, 以使敌方彻底丧失信息交互能力。火力打击是完成这一使命的必要途径。

作为人类进入热兵器时代后的基本毁伤方式, 火力打击的具体手段有许多种。然而, 电子战中最典型的火力打击手段是反辐射攻击。在反辐射攻击中, 反辐射武器利用测向技术获取辐射源的位置信息, 并以此引导自身锁定、跟踪辐射源, 最终摧毁目标。目前使用的反辐射攻击武器主要包括反辐射导弹、反辐射炸弹和反辐射无人机。起初, 反辐射武器主要是针

对雷达而研制的。近年来，各种针对通信辐射源的反辐射武器相继出现，为通信电子进攻提供了良好的功能补充。

## 参考文献

- [1] 刘兴堂，刘力等. 信息化战争与高技术兵器. 北京：国防工业出版社，2009.
- [2] 李耐国. 信息战新论. 北京：军事科学出版社，2004.
- [3] Richard A. Clarke, Robert K. Knake, *Cyber War*. HarperCollins, 2010.
- [4] 乔良，王湘穗. 超限战. 北京：解放军文艺出版社，1999.
- [5] David Adamy. 电子战原理与应用. 王燕，朱松译. 北京：电子工业出版社，2011.
- [6] 熊群力等. 综合电子战——信息化战争的杀手锏. 北京：国防工业出版社，2008.
- [7] Richard A. Poisel. 通信电子战原理（第二版）. 聂嗥，王振华，陈少昌，吴利民等译. 北京：电子工业出版社，2013.
- [8] 赵国庆. 雷达对抗原理. 西安：西安电子科技大学出版社，1999.
- [9] 王铭三. 通信对抗原理. 北京：解放军出版社，1999.

## 第4章 战场复杂电磁环境效应分析

在前面的章节中讨论了有关通信电子战的各类主题，本章将聚焦应用于电子战中的电子系统设备所面临的实际战场环境。实际上，电子战行动总是与其作战环境构成互动关系，即电子战本身是根据战场环境而运作展开的。与此同时，电子战自身也参与并影响着战场环境。因此，我们有必要就战场环境问题进行专门的探讨。

毫无疑问，现代战场环境是一个内涵丰富的复杂电磁环境的概念。尤其是在全维战争时代，战场环境的内容更加复杂，范围更加宽广。其中，通信电子战尤其关注战场电磁环境。无论是何种电子战行动，战场的复杂电磁环境都对电子系统设备、对抗战术及行动效能产生直接的影响。为此，我们才能从战场电磁环境及其复杂电磁环境效应出发，研究认知无线电在这一复杂电磁环境中应处于的地位及其应当发挥的效用。

### 4.1 战场电磁环境及复杂电磁环境效应

在军事作战环境所研究的诸多问题中，电磁环境是最为首要与重要的。何谓电磁环境？它是指作战双方运用电子技术装备进行综合对抗与较量时所面临的各种电磁辐射源和电子干扰的情况，也是战场范围内各种电子辐射源的数量、种类、分布及功率、波长、频率等有关电磁作用状态的总和<sup>[1]</sup>。现代电子通信技术的发展与昌盛导致了当前战场电磁环境的空前复杂，这对作战的电子装备武器系统以及作战人员都会产生多方面的影响。其中，最直接的就是影响电子设备系统的正常运作。正是随着现代电子系统的理论及其装备水平的不断提高，复杂电磁环境效应的概念才被人们所提出。近年来，美国、俄罗斯等军事强国十分注重对战场复杂电磁环境效应的研究。复杂电磁环境效应的主要研究内容包括电磁兼容（EMC）、电子战（EW）、强电磁脉冲以及静电、雷电放电等，而其中的电子战正是本书探讨的核心主题。

#### 4.1.1 战场复杂电磁环境效应分析

众所周知，作战电子系统设备必然存在于一定的电磁环境中。从技术的角度来分，它主要涉及三个域（或称空间）：空域、频域及能量域。以下分别介绍并分析这三种域。

##### 1. 空域

空域是电子系统设备存在及发挥作战效能的基本依托区域范围。通常，电子系统设备的空域特性包括其部署位置、传输路径、感知区域范围等。

电子系统设备部署位置即设备本身所在的空间位置。电子设备既可以是静止的，也可以

是运动的。对于电子战系统设备而言,系统的高机动性至关重要。只有具备良好的机动性,设备才能应对多变的战场态势。在实际的作战行动中,必须根据战场实际和作战企图来合理安排电子设备的空间位置。其中,战场实际就包括这里所说的空域电磁环境。

传输路径主要是指在信号的无线/有线传播过程中所面临的环境问题。一般情况下,信号的利用方总是希望信号在传输过程中能维持住一定的信噪比水平,同时还要避免被第三方截获。

作用范围是传感器类及干扰电子设备必须考虑的问题。要求传感器必须在对目标形成有效感知的基础上尽可能地降低无效的电磁辐射。这也是此类天线经常追求超低副瓣波发射的原因。

图 4-1 以两部雷达为例说明空域因素带来的电磁环境影响。对于相距较近的两部雷达雷达,一旦出现如图 4-1 所示的情况,即主波束互指,雷达就会面临较大的硬件损伤与威胁。主波束能量一般都比副瓣强几十个分贝,加之距离较近,没有经过充分衰减的大功率信号直接进入雷达接收通道,极易损坏娇弱的接收部件。因此,作战中也必须对多雷达伺服方案进行适当的统一规划,以防止出现类似情况。

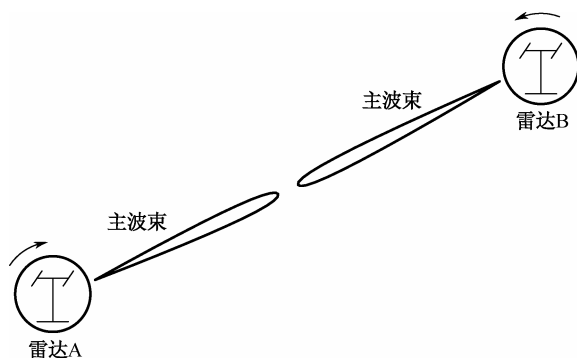


图 4-1 两部雷达的主波束互指

空域电磁环境对电子系统设备的无线部分有着重大影响,其根本原因是无线电波传播空间的开放性和共用性。空域电磁环境由敌、我及自然环境三大方面共同构成。敌方的作用体现为有用信号的发射空间、有意干扰信号的发射空间等。后者往往会极度压缩我方可用的部署空间范围。己方不同设备之间的无线电系统设备的相互作用也同样会影响设备的空域部署。

从近年来世界发生的几场较大的战争来看,战场电磁环境表现出全空域的特性,在战场上,几乎没有哪块电磁空间是纯净的。全空域特性对电子战的影响作用是双面的:一方面,全空域为电子支援提供了充分的可用信号与信息资源;另一方面,全空域也增大了信息处理和情报分析的复杂程度。

## 2. 频域

由于频域是刻画时域变化特征的必然领域,因此它也是战场电磁环境所特有的空间领域。在信息传输过程中,由于任何携带信息的电磁信号都有一个载频与一定的频率带宽成分。因此,绝对的单频信号是不存在的,任何电磁信号的传输都要占据一定的频带宽,即频

谱宽。随着军用电子系统设备的逐渐增多,其系统功能日益多样化,然而战场上可用的频谱资源却是异常有限的,因此频谱也就成了一种宝贵的可用资源。

通信电子战中典型的电子进攻行动就是围绕“遏制敌方正常利用频谱资源”来展开的。关于通信电子战中电子进攻及电子防护的相关内容,我们在第3章中有比较详细的论述。事实上,电子战中的各种具体措施均可以归结为对频谱资源的有效利用的争夺手段。广义上来看,这种问题可以被建立为一种博弈模型,它不仅包括敌-我博弈,也包括我-我博弈。其中,我-我博弈就是战场频谱资源的有效管理问题。如何科学有效地管理好己方众多频谱用户,避免频谱资源冲突或频谱资源浪费,这就是我们面临的又一重要课题,即本书中探讨的利用认知无线电频谱感知的理念来合理管理战场无线电频谱的问题,即认知无线电在通信电子战中的应用。

### 3. 能量域

在现代战场的复杂电磁环境中,能量域指的是电磁能量域,而电磁能量主要体现在电磁信号的辐射强度上。多数电子元器件在过高强度的电磁环境中是难以正常工作的,这也就是电子系统在电磁能量域中所必须考虑的问题。前面提到的雷达互指情形就是一种能量域中相互作用的典型例子。早在1967年7月,美国海军“福莱斯特”号航母就发生了由己方电磁能量激励而引起的弹药失控发射事故,当时的经济损失高达7000多万美元。

因此除人为的高功率电磁信号之外,在战场环境中还存在大量自然产生的电磁能量,如强雷电击穿等,这其中每一方面都需在能量域中来考虑。

## 4.1.2 复杂电磁环境对电子信息系统的作用与效应

复杂电磁环境效应的概念就是从电磁兼容中发展演变而来的。何谓电磁兼容(EMC)?它是电子与电气工程界普遍关心的一个重要问题。电磁兼容主要是指设备、分系统、系统在共同的电磁环境中能一起执行各自功能且互不干扰的共存工作状态<sup>[2]</sup>。与电磁兼容相比,复杂电磁环境效应更强调对外界恶劣强电磁条件与对电子系统的毁伤威胁及其自身系统的防护。复杂电磁环境下电子战这一环节也就是本书要研究的重要内容之一。

复杂电磁环境效应(Complex Electromagnetic Environment Effects, CEMEE),即电子信息系统产生的复杂电磁环境效应,也指复杂电磁环境对电子信息系统的影响的总称。

对复杂电磁环境效应的研究涉及电磁学、电子学以及信息科学、复杂性科学、非线性科学等学科领域的交叉渗透,对其内部机理和外在规律的探寻是一项非常艰辛的研究工作。

复杂电磁环境对电子信息系统的的作用与效应一般包括多种形式,但主要有能量效应、信息效应和管控效应这三种。

何谓能量效应?即指在复杂电磁环境下,由于电磁信号的电磁能量作用于自身或其他电子信息系统,从而造成对电子信息系统的正常功能发挥产生不可忽略的影响,甚至对电子信息系统造成物理性破坏的“硬损伤”,以致破坏、摧毁电子信息系统的功能,此即复杂电磁环境效应从通信的物理层面来影响电子信息系统。

何谓信息效应?即指复杂电磁环境下的电磁信号对电子信息系统的信息传输链路产生较



大影响,以至于完全妨碍电子信息系统产生、传输、获取和利用所需的信息,这对电子信息系统造成“软损伤”的功能性破坏,此即复杂电磁环境效应从通行的信息层面来影响电子信息系统。

何谓管控效应?即利用电磁频谱接入等信息化手段,对电子信息系统(特别是网络化信息系统)的控制协议和信息内容等实行探测、识别、欺骗和篡改等操作,从而实现系统的接管控制和为我所用,这就是复杂电磁环境效应从通信协议与传输的控制层面来影响电子信息系统。在这一层面上,考虑认知无线电在通信电子战中的应用更是尤为必要的。

现代战争中电子系统及其设备的电磁安全威胁不仅可能来自电磁兼容性的不足、非合作性高能电磁信号作用影响等,还会来源于电子战中普遍采用的电子进攻信号。从近年来各国的一些主要作战指导性资料来看,电子战、电子进攻手段已成为现代作战行动的基本要素。可以这样说,脱离了电子战的作战行动根本上就是一种“残疾”的作战,因为战争中的任何一方都不可能存在于一个没有电子进攻的环境下。因此,如何应对敌方的电子进攻也是复杂电磁环境对电子信息系统作用与效应的研究工作的一项重点内容。

## 4.2 认知无线电在复杂电磁环境中的应用优势

人们要应对某种环境,必须先要了解这一环境。这一了解的过程即可被称为感知。将感知上升到认识层面,即成为认知。对复杂电磁环境的感知过程也是如此。由于现代战场电磁环境的日益复杂化,利用传统的感知手段并不能很好地搜集和处理有关电子信息系统外界环境的信息。因此,应对复杂电磁环境的必由途径是建立对现代战场环境的全新感知,即达到认知的层面与高度。认知是对信息的最大化利用,它也要求电子设备系统本身在一定程度上能够成为战场上的智能资源。基于以上的考虑,我们可从感知的广度与深度、精细度及全面性这三个层面来分析认知无线电及思想在复杂电磁环境中进行频谱感知与管控的独特优势。

### 4.2.1 感知的广度与深度

首先必须强调的是,认知无线电的感知广度非常强大。从频域上来看,利用认知无线电能感知的频带(bandwidth, BW)范围较宽。在民用通信领域内,较宽的感知频带能带来的好处是在频谱共享中享用到更大范围的频谱池资源,从而可以提高信息传输的可靠性与有效性。类似地,在战场电磁环境中,较宽的感知频带 BW 直接作用于情报获取环节,可增大战场感知的信息量、情报获取的有效性和可靠性。理论上,从音频信号至射频信号以及光信号等都应成为战场情报感知的直接对象。但值得注意的是,单纯从频率范围角度来讨论感知单元的频域感知性能是不甚为妥的,因为感知频带宽度 BW 和感知灵敏度  $S$  之间往往存在紧密的联系。感知灵敏度  $S$  是一个重要的指标,它的定义是感知单元能够正常截获的信号的最小功率。也就是说,感知灵敏度在数值上越小,灵敏度就越高,是  $S$  决定了感知的深度。战场上真正需要的是在较宽频带内的感知包括极其微弱信号在内的丰富信息,在广度和深度上要能够兼顾并且使之尽量扩大范围。然而,在事实上,这两者之间总是一对矛盾体。单个系统装备一般难以做到既能够有宽的感知频带,同时又有高的感知灵敏度。而认知无线电在物理

实现上的核心技术之一就是具有宽带感知特性的前端。再加上基于软件无线电技术的结构实现,使认知无线电的宽带射频前端在感知宽度的灵活性和灵敏度方面都具有较为独特的优势。

再从现代战场电磁环境的能域上来看,利用认知无线电来进行频谱感知的动态范围较大,而感知的动态范围也是备受关注的能域性能指标。为了增大动态范围,通常需要对接收过程中存在的己方不关心的强信号进行抑制。一般的手段是利用陷波器对强信号进行过滤。但是,若要在较宽的频带内实现有效的陷波抑制,则需要在相应系统电路中加入一个复杂可调的滤波器。这一点在硬件系统上难以实现。

一种值得考虑的可行方案是,从空域入手来解决频域和能域之间的矛盾。换句话说,可以采用空域滤波来代替频域滤波,从而保证其感知动态范围。认知无线电空域滤波可依托多天波束形成技术,使用阵列天线对信号进行有方向选择性的接收与抑制。再借助于自适应阵列处理,使感知单元在不关心的强信号方向形成零陷,从而保证了动态范围,使得对应的灵敏度指标得以改善。

由于现代战场形势造成复杂电磁环境多变,由此形成空域滤波中零陷方向的无用信号也不是恒定不变的,此刻,在需要抑制的方向上有可能在下一刻就需要加强。因此,在零陷或抑制方向上的不可预见性将导致感知单元在时域上的盲区。对此,既直接又较好的解决方法就是使系统的感知单元一边工作一边检测。而认知无线电的双向工作模式就能满足这种需求,并对空域滤波等带来的盲区也形成了较好的弥补。正如第2章中所述,认知无线电在享用频谱池的过程中需要不断地检测整个频谱空间。它一方面是检测主用户,一旦主用户出现,感知用户就要立即停止使用该频率;另一方面是检测频谱空洞,感知用户为了保证自身信息传输的稳定性,必然要在主用户出现之后立即跳到新的频率点上继续传输信息。如此利用认知无线电的自适应感知理念,就能较好地解决对战场频谱感知的广度与深度这一对矛盾体。

#### 4.2.2 感知的精细度

此外,利用认知无线电的精细化感知特性也能够增强战场感知能力。在通信电子支援行动中,人们仅仅关注侦收到的信号往往是不够的,这是因为层次越高的指挥决策者就越发需要能够反映敌方电子系统及其设备的类型、状态与部署等具体的相关信息。这也就对通信电子支援系统及其设备提出了一个新的要求,即能够对战场上各辐射源进行个体的识别。辐射源个体识别不针对截获信号本身,而是通过对接收信号进行细微特征分析,提取出具有个体特征的特征,进而确定产生信号特征的辐射源。

然而,由于现代战场电磁环境复杂,电磁信号密集,通信电子支援系统与设备接收到的信号经过处理已形成“海量”的数据或大数据。对于这些大数据,人们的分析能力已难以进行复杂数据加工和逻辑推理。如何对这些数据进行分析比对并发现其中的关键性数据,以至于利用这些有用的知识和信息来帮助用户进行跟踪与确认呢?这又涉及认知无线电在信息处理层面上采用的数据挖掘等智能技术。

以数据挖掘为例,数据挖掘技术是计算机技术高速发展的产物,是机器学习领域中的重要内容。机器学习本身是人工智能的一个分支,它的产生就是为了从海量数据中挖掘出隐藏

的规律与知识。数据挖掘技术在数据的特征提取与规则挖掘方面有着非常大的优势,并已解决了知识自动获取的难题。而作为传统机器学习的升级产物,数据挖掘技术是认知无线电智能化实现技术的一个基本组成部分。因此,我们提出通过认知无线电在通信电子战领域的应用,将数据挖掘技术引入通信电子支援的辐射源个体识别当中,从那些大量的、冗余的数据中提取出决策者确实关心的信息。值得一提的是,这里所谓的信息,或者称为知识,往往包含两个部分。第一是指利用分选识别处理来剔除无用的“废数据”,筛选出对指挥决策行动有用的“好数据”;第二是指以这些有用的数据为根据,通过分析、归纳、总结、学习得到对指挥决策有用的知识,譬如,敌方通信电台部署地图、工作频率使用规律、战损率甚至是某部关键电台的通联特征等。

显然,以上这些功能也体现了显著的“认知性”。这就是认知无线电在感知精度上对战场感知能力的增强,其实质是基于既有海量数据,充分挖掘深度个体信息,从而增大整个情报传递的有用信息量。

### 4.2.3 感知的全面性

协作感知的广泛应用大大增强了战场感知的全面性。在认知无线电理论中,认知用户与主用户之间一般是分开的,两者之间并没有信息的交流,从而导致认知用户缺少主用户接收机的信息,所以在检测中不可避免地会对主用户造成干扰。另一方面,发射端检测不能解决隐藏终端问题。一个认知无线电网络的发射基站和接受者之间可能是视距传播,受到阴影效应的影响,认知用户可能检测不到主用户。因此为了提高检测的精确度,必然需要利用其他用户的感知数据,即不同认知用户之间相互协作,进行信息共享,提高决策的效率。在通信电子战中,各认知用户围绕所关心的通信目标展开协作感知。各认知用户充分利用所处电磁环境以及自身技术优势,检测目标电磁辐射信息。他们之间构成的协作关系使其能够扬长避短,克服关键目标信号传播受阴影、多径以及有意干扰影响所带来的感知信息量不足、感知数据不可靠等问题。

协作感知将多个认知用户的感知信息综合在一起,用于判断主用户是否存在。协作检测在结构上可分为集中式和分布式两大类。集中式的判决地点是一个特定的判决中心(或称融合中心),所有认知用户将感知到的数据实时传递给判决中心,判决中心综合各认知用户的数据进行分析计算,得出判决结果。分布式的判决地点在各认知用户中,感知的数据在用户之间互相传送,每个认知用户都能收到其余认知用户感知的数据。认知用户根据全局数据和自身所处的电磁环境做出恰当的分析判决。

协作方式所带来的好处不仅仅表现在感知情报的信息量上,认知中继在信息传送的过程中也能起到很好的作用。在缺乏战场有线信道的条件下,远距的信息传输受干扰影响较为严重。一种有效的克服方法是尽量多地设置中继,以提高信号的传输功率及信噪比。

认知的中继能够以更加灵活、更加智能化的方式工作。协作认知多址接入(CCMA)是一种带有协作概念的认知无线电策略。在CCMA中,具有认知能力的中继(次用户)自己没有传输数据,仅仅帮助主用户重传数据以提高TDMA系统中空闲时隙的利用率。实际上,具有认知能力的中继在帮助主用户传输数据时增加了主用户的吞吐量,从而减少了主用户的传输时间,从而也反过来获得更多自己的传输机会(次用户获得更多空闲资源,如时间

或频谱)。因此,具有认知能力的中继在帮助主用户的同时,自己也可以传输数据<sup>[3]</sup>。也就是说,协作架构下的认知中继节点把空闲传输资源的利用率扩展到最大。这一点对于作战行动来说就意味着有限的信息传输资源(频率、空间、时隙等)将被更加充分地利用起来,其结果就是信息传输更加有效,更加可靠。

#### 4.2.4 认知无线电在复杂电磁环境下的抗干扰识别

我们知道,在通信电子战中的电子防护过程中,与认知无线电专门侦测感知“频谱空闲”段的工作方式不同之处是,电子防护过程是对电子侦察对象的选择,它的感知定位是在通信最有效且最不闲置的频段范围来进行实时处理的。这种实时主动的认知能力使得电子侦察技术具有相当的能动性,从而可根据复杂电磁环境中实时的电子通信干扰模式来做出判断与决策。

认知无线电抗干扰识别可结合认知无线电的优势及其他抗干扰策略的思想与技术,从而可以在很大程度上提升通信系统装备的抗干扰性。相对于常规的抗干扰策略及其技术,利用认知无线电抗干扰的不同之处在于其中的频谱感知、动态频谱分配、智能决策及其自适应参数调整等。具体可以描述为三方面:其一是能自我感知战场复杂电磁环境并识别各种干扰模式;其二是能够根据已识别的干扰类型来智能地选择相应的抗干扰策略;其三能综合运用时域、频域、空域和功率域等多种抗干扰手段。

此外,利用认知无线电来进行频谱监测的过程中有一项主要内容就是识别各类可能对己方自身通信造成影响的干扰信号。该执行过程与通信电子战的电子防护中对干扰信号的识别过程的本质相同。特别值得强调的是,利用认知无线电理念可着重对较大范围内的信号进行智能识别。另外,还可通过综合利用信息融合、智能决策以及其他高技术手段来提高对干扰信号的检测及识别的性能。在通信电子战中结合通信电子防护所处的复杂电磁环境及特殊干扰环境,可优先利用认知无线电中可用于提高干扰识别能力的主要算法,如知识库建设、特征提取、分类、聚类、动态决策等算法,来达到跟踪与识别战场新干扰样式、策略及手段,并通过认知无线电技术来具体识别出每一种干扰的模式,以真正实现认知无线电在通信电子战中的有效应用。

#### 4.2.5 结论

通过以上分析,可以看出认知无线电无论是在广度、精细度和全面性上都有自己独特的优势。认知无线电区别于其他传统无线电通信模式的优越性是能够感知周边电磁环境(可感知能力)、分析和学习已感知的信息(可自组织能力)和适应复杂电磁环境(可重配置能力)。基于改善与提高现有复杂电磁环境下通信电子战中通信对抗系统装备的作战效能,在通信电子战中应用认知无线电所具备的这些独特优势,具有非常重要的意义。那么,认知无线电将以什么样的方式被应用到全新的电子战中呢?这种电子战又具有什么样的特点?我们将在后续章节重点探讨这些问题。

## 第5章 认知无线电在通信电子防护中的应用

现代军用通信设备的使用环境早已不再像无线电初现时那样纯净了。通信系统无时无刻不受到监视与干扰的威胁。敌对双方的电子对抗侦察、技术侦察等部门对另一方通信系统的信号特征、信息内容等都有着极大的兴趣。同时,通信系统还面临着各种干扰,包括自然干扰、有意或无意的人为干扰。特别是有意人为干扰以其强烈的目的性和压制性对通信系统造成了严重的威胁。因此,现代军用通信设备对电子防护能力普遍有着较强的需求。

通信电子防护是通信电子战的重要组成部分,通常包括通信反侦察、通信抗干扰、频谱管理与电磁兼容、通信保密及通信反摧毁等。其中,通信反侦察、通信抗干扰是研究的重点。

通信反侦察是对敌方的无线电通信侦察活动所采取的反对抗措施。反侦察的具体内容就是反搜索截获、反参数测量、反测向定位、反分析识别,其目的是使敌方无法获得己方通信系统的技术参数和战术运用的情报,或者是得到错误的信息。作为通信方,面对敌方的通信侦察行动,显然不希望己方发射的通信信号被敌方侦收截获,否则就有通信情报泄露、通信系统被干扰甚至遭受硬摧毁的危险。由于己方发射的通信信号往往是在开放的空间中传播,无法直接阻止敌方的通信侦察行动,所以必须采取相应的电子反侦察措施。

通信抗干扰是对敌方的有意通信电磁干扰行动采取反对抗措施,削弱或消除敌方通信干扰对己方通信系统的不利影响,以保证己方信息的有效和可靠传输,使己方通信设备发挥正常效能。现代战争中通信干扰和抗干扰的斗争在激烈地进行,面对敌方施放的强干扰,己方通信系统如果没有很强的抗干扰能力,在战场上极易被压制,难以进行有效和可靠的信息传输。为此,军事通信系统必须采取各种抗干扰措施。

随着干扰技术的快速发展,传统的通信电子防护方式已经不能很好地适应新环境,具体表现为电子防护感知能力弱、智能化和自适应水平不高以及调整效率不高等。认知无线电作为新一代通信技术,在感知、智能、自组织能力等方面都有新的突破,完全有能力为通信电子防护提供有力的支撑。本章着力探索认知无线电在通信电子防护中的应用形式及方案。

### 5.1 认知防护通信系统

本节讨论将认知无线电技术融入军用通信系统中,形成一种全新的认知型的通信系统,即认知防护通信系统。首先从传统防护方式缺陷以及认知无线电特性的角度介绍认知防护通信系统的提出背景,随后对该系统的几种典型能力进行阐述。

#### 5.1.1 认知防护通信系统的提出背景

通信反侦察、抗干扰的主要思路有:降低侦察接收机的输入信噪比 $\frac{P_{si}}{P_{ni}}$ 、提高信号的侦

察容限、降低通信接收机的输入干信比  $\frac{P_{ji}}{P_{si}}$ 、提高通信系统的干扰容限、发射控制、欺骗等，其主要的实现技术有：扩频技术（包括直接序列扩频、跳频、跳时及混合扩频技术等）、方向性天线及智能天线技术、猝发传输技术、电磁屏蔽技术、干扰抑制技术（包括时域、变换域及空域干扰抑制技术等）、降低  $L_{sys}$  技术、信源编码、信道编码等。目前，最成熟且运用最广泛的通信反侦察及抗干扰技术是扩频技术。

## 1. 直接序列扩频通信技术

### (1) 直接序列扩频通信技术的基本原理

直接序列（Direct Sequence, DS）扩频技术的工作原理是将待传输信号乘以一个高速伪随机码波形，然后再调制到射频载波上发射出去。这种做法扩展了信号的传输带宽。图 5-1 所示为 DS 扩频通信系统基本模型。

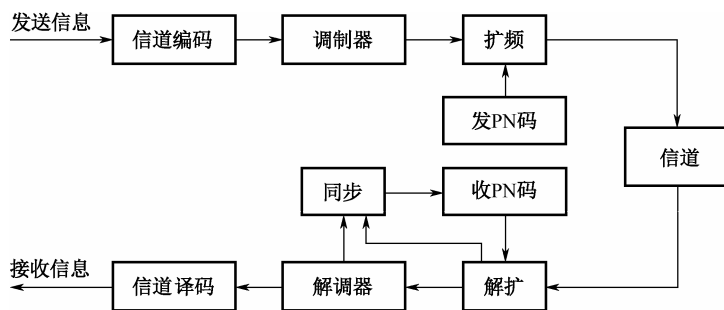


图 5-1 DS 扩频通信系统基本模型

从模型中可以看出，发送信息首先进行信道编码，随后在调制器和扩频模块中进行调制和频谱扩展，然后送入信道。经过信道传输，扩频信号和噪声、干扰同时到达接收端，接收端对其进行解扩解调以及信道译码，还原初始的发送信息。在这个过程中，为了解扩，接收端必须产生与发射端严格同步的扩频码序列，这是扩频码同步电路需要完成的任务。信道编码可以进一步提高系统的传输性能。

DS 扩频技术的基本原理可以最简单的不编码的 DS/BPSK 系统为例来简要说明。BPSK 调制信号可以表示为

$$s(t) = \sqrt{2P}m(t)\cos(2\pi f_0 t + \theta) \quad (5-1)$$

$$m(t) = a_n \quad a_n \in \{+1, -1\} \quad nT_b \leq t < (n+1)T_b$$

式中， $P$  为信号平均功率， $f_0$  为载波频率， $m(t)$  为二进制数字信息，信息速率为  $R_b = \frac{1}{T_b}$ 。

不编码的 DS/BPSK 信号可以表示为

$$x(t) = \sqrt{2P}m(t)c(t)\cos(2\pi f_0 t + \theta) \quad (5-2)$$

$$c(t) = c_n \quad c_n \in \{+1, -1\} \quad kT_c \leq t < (k+1)T_c$$

式中,  $c(t)$  为 PN 码序列, 其速率称为码片速率, 用  $R_c$  来表示,  $R_c = \frac{1}{T_c}$ 。码片速率是信息速率的整数倍, 并且远远高于信息速率。相对  $m(t)$  而言,  $c(t)$  的频谱是宽带的, 所以频谱被扩展, 扩展的程度与  $R_c$  和  $R_b$  的比值有关,  $\frac{R_c}{R_b}$  称为扩频因子, 用  $N$  来表示, 扩频因子  $N$  是 DS 系统的一个重要参数。

对于 DS/BPSK 扩频系统, 由于信息码元和扩展频谱用的 PN 码都是二进制序列, 并且是对同一载波进行相移键控, 所以可以先扩展频谱再进行调制。发射端可以先将两路编码序列模 2 相加, 随后将其调制到载波的相位上, 其实现比较简单。在接收端, 首先进行解扩处理, 即去除扩频码, 将扩频信号恢复成窄带信号。解扩的方法也比较简单, 需要在接收端产生一个与发射端严格同步的伪随机码序列, 并将其与接收信号相乘, 从而恢复出窄带信号。解扩的过程可表示为

$$x(t)c(t) = s(t)c^2(t) = s(t) \quad (5-3)$$

整体来看, DS/BPSK 扩频系统扩频和解扩的原理可以用图 5-2 来示意。从图中可以看出, 要正确接收 DS 扩频信号, 接收端与发射端产生的伪随机码必须在相位上完全一致。

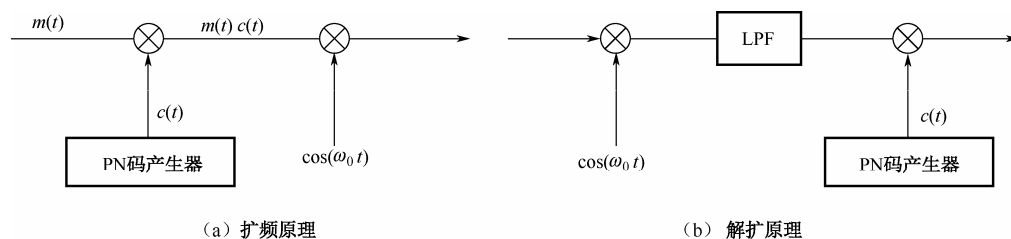


图 5-2 DS/BPSK 扩频系统扩频及解扩原理

DS 扩频系统主要用于传输数字信号, 其调制方式通常有: ASK、PSK、FSK、MSK 等多种数字调制方式。其中, PSK 信号具有较好的传输性能, 且扩频解扩实现简单, 同时 DS/PSK 信号无离散谱, 因此二相相移键控 (BPSK) 或四相相移键控 (QPSK) 是最常用的调制方式。

## (2) 直接序列扩频通信技术的特点

传输同样的信息, DS 扩频技术需要更大的带宽, 从表面上看似乎浪费频谱资源。事实上, 正是由于传输频带被扩展了, DS 扩频通信系统具备了一系列常规窄带通信系统无可比拟的优势。

DS 扩频通信系统具有较好的抗干扰性能。DS 扩频系统的主要思路是先将信号的带宽扩展, 再送入传输信道, 接收端利用同步的伪随机码进行相关处理, 解调出原始信号。在这种相关处理中, 有用信号的频谱被还原成窄带, 而与此同时, 各种干扰及噪声信号的带宽却不能被压缩, 反而被扩展得更宽。这样一来, 只要在后继加入一个窄带滤波器, 将有用信号提取出来, 滤波器通带内的干扰总功率就明显降低了, 从而使得干扰得到抑制。

DS 扩频通信系统的隐蔽性、保密性好, DS 扩频通信系统通常可以在信号功率谱密度低于噪声功率谱密度的条件下工作。同时, 扩频信号受伪随机码波形的控制, 它的统计特性与

白噪声十分相似,使得传送的信号完全淹没在噪声之中,常规的侦察设备不易发现,因此其隐蔽性良好。另一方面,扩频信号即使被侦察设备发现并侦收,若没有扩频码规律的先验知识,也无法还原出信号传送的信息内容,因此 DS 扩频通信系统的保密性强。

DS 扩频通信系统具有选址能力,可实现码分多址(CDMA)。DS 扩频信号是通过相关处理来压缩信号频谱的。在多个用户同时通信时,它们可以同时存在于同一频带内。各用户选用不同的扩频序列作为地址码,只要选择的扩频码序列具有尽可能强的自相关特性和尽可能弱的互相关特性,那么当不同扩频序列调制的多个扩频信号同时到达接收机时,只有与本地扩频码相同的扩频信号才能被解扩成窄带信号,而其他用户信号则不能达到同样的效果(仍然保持较宽的频带,类似白噪声)。不同扩频序列对应的信号之间相互干扰非常小,因此大量的用户可同时在同一或邻近的地方共用频带,实现码分多址(CDMA)。

DS 扩频通信系统在多径和衰落信号中传输性能较好。由于 DS 信号占据了很宽的频带,小部分的频谱衰落不会使信号产生严重的畸变,所以 DS 信号可以在一定程度上对抗频率选择性衰落。多径信号存在时延差,产生码间串扰,限制数字信号传输速率的提高,扩频接收机在相关检测时,由于多径信号的存在,相关检测器将会同时检测到若干个相关峰,可采用 RAKE 接收技术,在接收机中设置多个相关器,分别与这些多径信号同步,实现多径信号的分离与合并,从而能够克服多径效应,提高传输性能。

## 2. 跳频通信技术

### (1) 跳频通信技术的基本原理

跳频(Frequency Hopping, FH)技术的工作原理是将窄带调制信号的载波频率在一个伪随机序列控制下进行离散跳变,从而实现频谱扩展。FH 同 DS 一样,是一种应用广泛的扩展频谱系统。图 5-3 所示为 FH 通信系统基本模型。

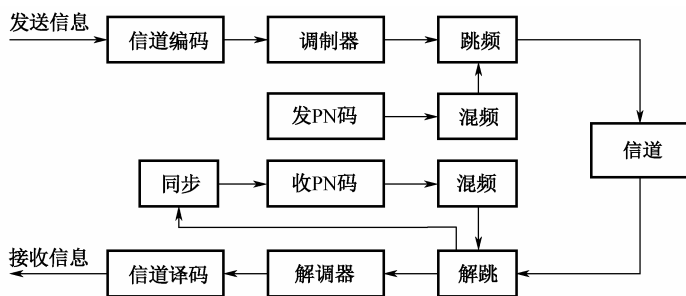


图 5-3 跳频通信系统基本模型

从模型中可以看出,发送信息首先进行信道编码,随后进行调制和频谱扩展,送入信道。发射信号的载频在一组预先指定的频率下跳变。在这个过程中,频率跳变时间间隔的倒数称为跳频速率,简称跳速,用  $R_h$  表示。每一次跳频的载波频率受“伪随机码产生器”的控制。频率的跳变规律通常用调频图案来表示。经过信道传输,跳频信号与噪声同时进入通信接收机。接收方要正确接收跳频信号,必须知道发射机频率的跳变规律,即必须掌握跳频图案。接收端产生一个与发射端跳变规律相同、但频率相差一个中频的本地信号作为参考,并将其与跳频信号进行混频,产生一个窄带中频信号。这个过程称为跳频信号的解跳。此



后,经过中放、解调和信道译码,便可恢复发射端信息。值得注意的是,为了正确解跳,接收端必须产生与发射端跳变规律严格同步的参考序列,这就是跳频同步电路所担负的任务。

跳频图案反映了频率的跳变规律,不同用户使用的跳频图案互不相同,也互不干扰。人们常用跳频时频矩阵图来表示跳频图案。例如一个跳变时序为  $f_4$ 、 $f_1$ 、 $f_5$ 、 $f_2$ 、 $f_7$ 、 $f_6$  的跳频图案用跳频时频矩阵图表示如图 5-4 所示。

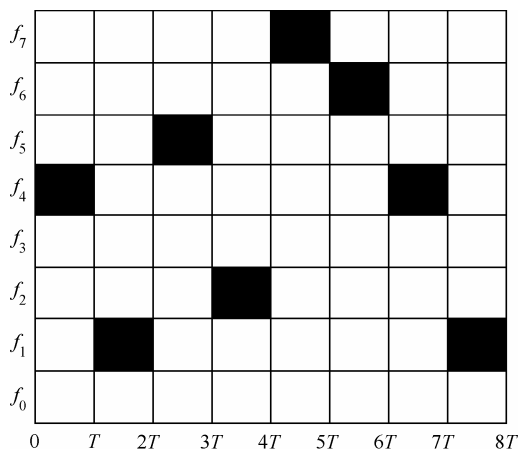


图 5-4 跳频图案

从使用上来看, FH 通信系统一般用于传输数字信号,调制方式通常为二进制/多进制频移键控 (BFSK/MFSK) 或差分相移键控 (DPSK)。这是由于一方面跳频的实质与多频频移键控相同,可以直接与频移键控调制相对应;另一方面,经过解跳,信号不再具有连续的相位,故往往采用非相干方式进行解调,而 MFSK 和 DPSK 具有良好的非相干解调性能。

与 DS 扩频通信系统类似, FH 通信系统的基本原理也可以用最简单的不编码 FH/BFSK 系统为例来说明。传统的 BFSK 调制信号可以表示为

$$s(t) = \sqrt{2P} \cos(2\pi f_0 t + 2\pi d_n \Delta f t) \quad (5-4)$$

$$d_n \in \{-1, 1\} \quad nT_b \leq t < (n+1)T_b$$

式中,  $P$  为信号平均功率,  $f_0$  为载波频率,  $d_n$  为二进制数字信息序列,信息速率为  $R_b = \frac{1}{T_b}$ 。

1 和 0 码对应的信号在一个比特间隔内要相互正交,即满足  $\Delta f T_b = 0.5$ ,以确保获得最佳传输性能。

不编码的 FH/BFSK 信号可以表示为

$$x(t) = \sqrt{2P} \cos[2\pi(f_0 + f_n)t + 2\pi d_n \Delta f t] \quad (5-5)$$

$$nT_b \leq t < (n+1)T_b$$

式中,  $f_n$  为第  $n$  个频率跳变间隔内的信号载波频率。跳变载波频率由二进制随机序列来控制。若用  $L$  位二进制随机码来代表跳变的载波频率,那么  $L$  个二进制随机码元对应着  $2^L$  个离散频点。BFSK 信号的带宽为  $B = 2\Delta f = \frac{1}{T_b} = R_b$ ,是一个窄带信号,而 FH/BFSK 信号则可

以占据  $W_{ss} = 2^L B$  的带宽。与 DS 扩频信号不同的是,跳频信号在每一瞬间都是窄带信号,但在一个足够长的时间内看为宽带信号。另外,跳频信号一般在每个频率点上具有相同的功率。

进行解跳时,假设接收端与发射端跳频码序列严格同步,接收端产生相应的本地参考信号:

$$c(t) = \cos[2\pi(f_1 + f_n)t] \quad (5-6)$$

$$nT_b \leq t < (n+1)T_b$$

将  $c(t)$  与输入信号进行混频和滤波,得到一个载频固定的 BFSK 窄带信号  $y(t)$ ,再用传统的 BFSK 非相干解调方法就能够恢复发射端的二进制数字信息序列  $d_n$ 。BFSK 窄带信号  $y(t)$  为

$$y(t) = \sqrt{2P} \cos(2\pi f_2 t + 2\pi d_n \Delta f t) \quad (5-7)$$

$$nT_b \leq t < (n+1)T_b$$

从以上处理过程中可以看出, FH 系统的关键在于同步,即发射端和接收端的载频必须具有严格一致的变化规律,每次跳变都有严格的对应关系。

跳频系统可以分为快跳频(Fast Frequency Hopped, FFH)系统和慢跳频(Slow Frequency Hopped, SFH)系统。FFH 是指在每个数据符号间隔内存在多个频率跳变,用数学式表示即为  $T_s = mT_h$ , 其中  $T_s$  是码元周期,  $T_h$  是每次跳频频率的驻留时间,  $m$  是大于 1 的整数。SFH 是指每个跳频频率驻留时间内存在一个以上的数据符号,用数学式表示即为  $T_h = mT_s$ , 其中  $m$  是大于或等于 1 的整数。快跳频系统的主要调制方式为 MFSK,慢跳频系统的调制方式则可以为 MFSK 或 DPSK。

实现 FH 通信系统的核心单元是跳频器。调频器由跳频码发生器和频率合成器组成,其结构如图 5-5 所示。跳频数  $N_f$  和跳频速率  $R_h$  是决定整个跳频系统性能的主要技术参数。

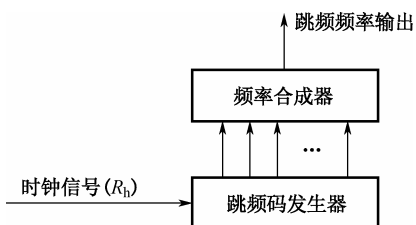


图 5-5 跳频器结构

跳频数增加则扩展的频谱越宽,系统的处理增益就越大;跳频速率越高,就越能够适应高速数据传输,并有效地抑制干扰,尤其是转发式的通信干扰。另一方面,跳频数和跳频速率也决定了跳频码发生器和频率合成器的结构和指标,它的基本要求是频率合成器输出的频谱要足够纯,转换速率足够高,达到稳定足够快,噪声性能足够好。

## (2) 跳频通信技术的特点

作为一种实际装备中应用广泛的通信技术, FH 通信技术相比其他通信方式有着显著的特点和优势。

FH 通信技术具有较强的抗干扰能力。显然,对于 FH 通信系统,只有在每次跳频驻留时间内,干扰信号的频率恰好位于此次跳频的频率上时,干扰才能奏效。与 DS 通信系统类似,接收端通过解跳处理,有用信号被还原成窄带信号,而各种干扰信号在频域上却被扩展在很宽的频带上。只要在其后加入窄带滤波器,将有用信号提取出来,干扰就能得到抑制。在这个过程中,系统的抗干扰能力与其处理增益成正比,信号的频谱被扩展得越宽,信号被

干扰的概率就越低。从解跳的角度来分析,信号的频谱被扩展得越宽,解跳后原始信号频带内的平均干扰功率就越小,抗干扰能力就越强。

FH 通信技术具有选址能力,可以实现 CDMA。FH 通信系统通过解跳处理使得信号频谱获得压缩,在多个用户同时通信时,它们可以同时处于同一频带。各用户选用不同的跳频序列作为地址码,当多个不同 FH 信号同时进入接收机时,只有与本地参考跳频序列有严格同步关系的 FH 信号才能被解跳成窄带信号,而其他用户信号将同噪声及干扰信号一样被抑制掉。因此,大量的用户可共享相同的频带,从而实现码分多址。

FH 通信系统在多径和衰落信道中的传输性能较好。与 DS 信号一样,FH 信号也具有很宽的频谱,且 FH 是在这个很宽的范围内跳变,所以小部分的频谱衰落只会使信号在短时间内产生比较严重的畸变,故 FH 通信系统具有一定的抗频率选择性衰落的能力。对于快跳频系统,一个数据符号含有多次频率跳变,这又使其具有频率分集的效果。

FH 通信系统易于和其他扩展频谱系统相结合,构成各种混合式频谱扩展系统,如 DS/FH 系统等。另一方面,FH 通信系统与现有各种常规通信体制兼容。由于跳频通信只是对载波频率进行控制,所以对于一个常规体制的通信系统,只要在设备上相应地增设发射端和接收端的跳频器,增强射频前端的宽带性能,就能够将其改造成一个跳频通信系统。相反,只要跳频通信系统工作于频率恒定模式,就能够与常规通信系统兼容,实现互联互通。

### 3. 传统通信电子防护方式的缺陷

DS 和 FH 是应用最为广泛的扩频通信技术,而扩展通信信号的频谱是使用最多的通信电子防护方式。除此之外,较为常用的还有猝发通信技术、电磁屏蔽技术等。然而,值得注意的是,传统的通信电子防护技术还存在一些缺陷。面对日趋复杂的电子干扰环境,这些缺陷的存在使得通信系统的防护能力受到极大限制,同时也使通信系统正常完成信息传递任务受到了严重的威胁。

#### (1) 电子防护感知能力弱

经典的电子战理论将电子战分为三大部分:电子进攻(EA)、电子防护(EP)和电子支援(ES)。其中,电子支援通常为电子进攻提供支持功能,包括提取目标信号的有关信息,以实现更有效的进攻。电子支援主要执行四个功能:信号搜索、对感兴趣信号的(SOI)的截获和分类、测向及目标定位、对传输信息的分析。毫无疑问,电子支援本身并不是作战行动,而是一种服务性的行动。人们习惯于将电子支援的服务对象认定为电子进攻。实际上,不妨将其推广到电子防护中。

在通信电子战中,通信电子防护同样有着普遍的电子支援需求。常规的通信防护技术一般采用相对独立的工作方式。由于缺乏对所处电磁环境的了解,尤其是对干扰信号的了解,这一类“盲目”的防护手段往往显得捉襟见肘。在通信设备的设计上,除了完成信息传输功能所需的模块和电路外,没有设置用于观察周围环境的模块。例如,一种经常出现的情况是,由于缺乏对信道质量的感知与评估,通信系统在原本已经存在强烈干扰信号的频带上进行通信,从而导致信息传输受阻,作战效率下降。总体来说,传统的通信电子防护方式的感知能力弱。

在这种情况下,如果在通信电子防护中引入电子支援措施,加强通信系统的感知能力,就能够有效避免由“盲目”带来的不利影响。电子支援的加入使通信系统主动地感知自身频

域、空域、时域及能域内的信息传输环境，第一时间发现威胁信号，从而为及时做出自我调整最大限度地减小通信效率的损失提供了可能性和充分的依据。

#### (2) 自适应能力和智能化水平不高

由于现实干扰信号的种类多、变化迅速，通信系统要能在这种环境下生存下来，一个必然的需求就是能够主动适应当前干扰环境，实时进行自我调整，使通信系统工作于最佳状态下。传统通信系统大部分采用固定不变的电子防护策略。以目前使用最多的跳频通信电台为例，一旦跳频图案确定，电台工作方式就是确定的。而当敌方采用电子支援措施掌握了该电台的频率变化规律后，敌方就能十分方便地对其进行有效的通信电子进攻（具有代表性的是宽带拦阻式干扰），那么该电台面临电子进攻时将毫无逃避的余地。就算人为调整跳频图案及跳频范围，通信系统的工作效能也将大打折扣。传统的通信系统不能根据信道质量和干扰情况自主地调整自身工作方式，即自适应能力不足，从而给通信系统带来了严重的威胁。

自适应能力与系统的智能化水平密不可分。具有较高智能化水平的通信系统可以在实时感知信道环境的前提下，对当前通信所面临的威胁进行恰当的分析 and 数学计算，并根据一系列电子防护的准则，做出最为合理的调整决策。在调整决策的控制下，通信系统进行相应的发射或接收参数调整，以回避强干扰信号，确保信息顺利传输。传统的通信系统在这方面大都还是一片空白，因此一旦在战场上处于变化迅速的强干扰或是一些样式复杂的组合式干扰环境中，通信系统都难以有效地完成正常功能。

#### (3) 调整效率不高

正如(2)中所举的例子那样，靠人工调整通信策略显然跟不上干扰信号变化的速度。从本质上来说，这是由防护决策模块和通信功能电路联系不够紧密而导致的。在这种情况下，防护决策不能及时形成控制流去更改电路上的参数设置，通信电子防护的效率就被降低。自适应能力和智能化水平能够得以体现的一个重要条件就是电子防护功能模块（包括感知、分析、决策等）与通信电路之间有足够强的整体性。

### 4. 认知无线电对传统通信方式缺陷的弥补及优势

关于认知无线电的知识在前面的章节已经做了一些介绍，这里不做更为全面广泛的阐述。我们所关心的是认知无线电作为一种新兴的通信技术（或称为通信实现方式），对通信电子防护的发展是否有所启示，有哪些启示。

事实上，通信电子防护技术的发展就是伴随着通信技术的发展而一路前行的。通信技术发展到了某个阶段，通信电子防护技术也就相应地跟随着进步到某个程度。所以，随着认知无线电理论不断完善及其实际应用的不断推广成熟，通信电子防护技术也将逐步走向“认知化”。

认知无线电能够提升通信系统的感知能力。频谱感知是认知无线电的第一大技术要点，是实现其所谓“认知”功能的先决条件。认知无线电对电磁频谱的感知全面、准确、及时、不间断。基于此，我们考虑将认知无线电的思想与技术带入对感知能力十分渴求的通信电子防护中。

认知无线电感知的全面性十分符合通信电子防护的需求。本书中曾多次也将继续多次提到当前通信系统面临的电磁环境的复杂和恶劣。通过跟踪近年来有关通信电子干扰技术的有

关文献,我们发现干扰技术发展的一个明显趋势是频带更宽、时域特性更加复杂。这就对通信方的感知能力提出了更高的要求。认知无线电普遍采用软件无线电结构。软件无线电可以利用 A/D 转换器(ADC)、现场可编程门阵列(FPGA)、数字信号处理器(DSP)、专用集成电路(ASIC)和通用 CPU 形成具有 SIMD 和 MIMD 混合结构的流水线方式来实现,也可以在通用的 PC 上和工作站上实现,甚至可以通过高速网络利用网络资源实现<sup>[1,17]</sup>。软件无线电的灵活性超强,同时,软件无线电台能够覆盖非常宽的频带( $2 \sim 2000\text{MHz}$ <sup>[18]</sup>)。认知无线电继承了软件无线电的良好特性,通过天线阵列进行空域滤波,有效避免了带内主用户的强信号对宽带射频感知的不利影响,从而大大降低了射频宽带感知前端的实现要求<sup>[18]</sup>。总体而言,认知无线电能够胜任通信电子防护对宽带感知能力的需求。

认知无线电的高智能化水平十分符合通信电子防护的需求。认知无线电可以在使用频谱空洞的同时不断检测信道环境,并根据实时数据对当前信道环境进行自主分析,做出科学合理的通信决策,从而不影响主用户通信,同时保证己方(次用户)信息的有效传输。在这个过程中,认知无线电体现出了其特有的高智能化水平,即能够快速对所处环境数据进行分析计算,得出最佳决策,这涉及信号检测、信号估计、模式识别、数据融合、机器学习、运筹与决策等多方面的内容。将战场上广泛存在的通信干扰信号看成是主用户,通信方看成是次用户,将通信电子战中的矛盾双方代入认知无线电的基本模型中,我们可以发现,认知无线电的这种高智能化水平对通信方即防护方来说,起到了关键性的弥补作用。认知无线电能够使通信电子防护由盲目的、固定的、人工调节的模式转变为一种强目的性的、灵活的、自动化的全新模式。

认知无线电的高可重构性能十分符合通信电子防护的需求。由于认知无线电采用软件无线电的基本框架,而软件无线电至少在中频以后进行数字化处理,因此,通过软件,就可方便地完成宽带天线监控、系统频带调整、信道监测与自适应选择、信号波形的在线编程、调制解调方式控制及信源编码与加密处理等<sup>[18]</sup>。它能够任意更换信道接入方式,改变调制方式或接收不同系统的信号<sup>[18]</sup>。所以,强大的可重构能力也是认知无线电的一大特点。在通信电子防护中,在已有决策的条件下,认知无线电能够在第一时间按照上层的决策指示,完成相应模块单元的调整,以最快的速度规避强干扰信号,适应干扰环境,从而保证通信系统的高畅通率。

### 5.1.2 认知防护通信系统概述

由前面的讨论可以发现,从理论特性上来说,认知无线电新技术对通信电子战中的通信电子防护能够起到良好的增强作用。因此,下一步的工作就是合理设计,将认知无线电技术恰当地融入到通信设备中,构成具备强大电子防护能力的新型通信系统。

#### 1. 认知防护通信系统的定义

为明确讨论的对象,有必要给出具备认知防护特点的通信系统的定义,本书称其为认知防护通信系统。认知防护通信系统是指将敌方干扰信号作为主用户信号,己方通信信号作为次用户信号,凭借次用户(自身)的认知能力,对通信环境进行实时感知,通过智能化分析,主动调整己方通信信号的频率、方向、时间以及功率,有效地避开敌方干扰信号,确保

己方通信系统正常工作的一种通信系统。

普遍意义上讲, 认知防护通信系统具备五大能力: 连续感知能力、分析识别能力、智能决策能力、快速适应能力和威胁情报共享能力。

## 2. 连续感知能力

强调感知的连续性是十分必要的。假设感知不连续, 敌方干扰若在“感知空白点”进入通信接收机, 通信方就会陷入极大的被动。这种被动并不是由于通信受到了干扰, 而是在受到干扰后通信系统不能选择最佳的信道继续进行信息的传输。具备连续感知能力的关键意义在于使通信系统每时每刻都有最优备择信道。用一个比较恰当的比喻: 把通信系统看成是一辆行驶着的汽车, 连续感知能力的作用就是使这辆汽车携带上备胎。备胎并不能防止汽车爆胎, 但可以保证汽车在意外爆胎后仍能够通过换胎继续行驶、不抛锚。同样, 除非保持无线电静默(以损失通信系统本身的功能为代价)、事先掌握敌方施放干扰的详细时间(几乎做不到)或者拦阻干扰信道(不现实), 通信系统阻止不了干扰信号到达接收机, 也就是说, 从物理意义上讲, 瞬间的通信中断是必然的。对于通信系统改进的方向不应放在怎样消除这种瞬间中断上, 而是应致力于使这种瞬间中断的持续时间减小至最短。由于干扰信号并不会立即消失, 通信方唯一的选择就是尽快利用新的信道传送信息。在其他条件完全相同的情况下, 连续感知可以在第一时间为系统提供参考信道, 所以是最合适的策略。

以上所讨论的连续性是指时域和频域上的连续, 也可称为是二维的连续。这种连续性要求是基于一个简单模型的, 这个模型就是通信方的发射端和接收端均采用全向天线。而在实际战场上, 有大量采用定向通信方式的设备。由于通信天线的方向性很强, 这种设备本身的抗干扰性能就比较好。但一旦干扰方得知通信台站部署信息, 这种通信系统也会面临极大的威胁。在这种情况下, 就有必要将前文所述的连续性推广到空域上。认知防护通信设备不仅要全时间感知信道质量, 还要进行全空域感知, 使系统能时时刻刻掌握每个方位、每个频段的信道质量。通信系统受到干扰时, 通过自适应空间滤波技术增大“优质方位”的信号增益, 在干扰方位产生零陷或极低的增益, 结合通信网中其他台站的中继, 使信号“改道”, 从而保证通信的畅通。

为了更加清晰地说明连续性的含义, 引入空间直角坐标系, 并令其  $x$ 、 $y$ 、 $z$  三个坐标轴分别为时间  $t$ 、频率  $f$ 、方位  $\theta$ 。那么, 通信系统可以使用的时间、频率、方位就共同决定了一个空间区域。这个区域中的每一个空间点就唯一表示了通信系统的一种工作状态, 同时它也唯一地表示了通信系统所接入的某个信道。接下来, 我们继续引入空间点的灰度来表示相应信道的受干扰程度, 灰度越深, 表示该信道受到的干扰威胁越严重, 信道可用性越差, 如图 5-6 所示。

对某个时刻  $t_0$ , 当前所有可用信道都在与  $t$  轴垂直的横截面  $S_0$  上, 此时通信系统的传输信道为面  $S_0$  上灰度最浅的点  $A$ 。随着时间的不断推移, 原先质量好的信道可能受到强干扰, 信道质量下降。例如,  $t_1$  时刻, 对应的横截面  $S_1$  上点  $A$  的投影点  $A'$  显然不是一个好信道。这时, 就要将通信系统的传输信道切换至面  $S_1$  上灰度最浅的  $B$  点。认知防护通信系统的连续感知能力就是能够掌握当前横截面上所有点的灰度的能力。也正是这种能力使得认知防护通信系统能够时时刻刻处于横截面的最浅点。换句话说, 系统使用的信道在这个空间区域内形成了一条运动轨迹, 轨迹的任一点都是所在横截面的最浅点。

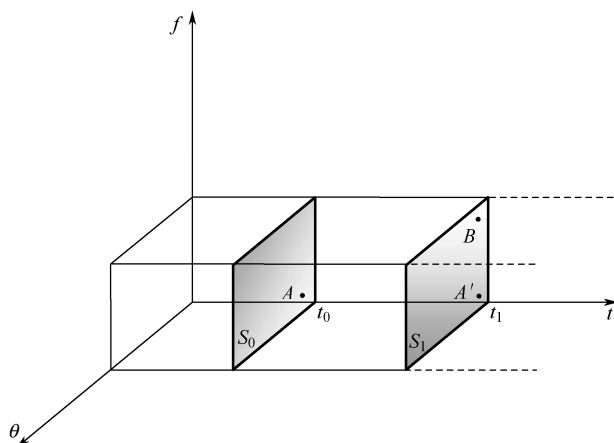


图 5-6 连续感知的灰度模型

### 3. 分析识别能力

分析识别能力是指认知防护通信系统能够通过感知得到的数据，分析信道质量和干扰性能，识别干扰的类型，同时获取其他有关信息，为系统的调整决策提供依据的能力。

分析识别主要的研究对象是“灰度”。如前所述，“灰度”表示的是信道可用性。仅仅用一个数值指标来衡量信道的可用性并不合适，因为信道的可用性本身就可能包含一组、若干组甚至是若干维的信息。最简单的例子是，假设同一时刻、同一频率、同一方向的信道上的干扰情况相同，但就是这样相同的干扰对于 PSK、FSK 等信号所造成影响都不会是一致的。在这个例子中，无法找到一个统一的单值指标来表征和描述干扰所带来的威胁，即使通过模糊数学等手段建立评价体系模型，得出的指标也必然是统计意义上的，是不实用的。

以上是关于威胁的多参数性。我们注意到，感知所能得到的仅仅是数据。尽管数据量很大，数据测量也很准确，但是单纯的数据流并不能直接作用于决策单元。因此，必须分析识别将感知数据这一初级信息转化为有直接利用价值的二级信息，必要时，还需对其进行多级分析，得到  $n(n \geq 3)$  级信息，如图 5-7 所示。

为方便说明，这里只分析至二级信息。二级信息是可以直接为决策提供依据的情报，是认知功能提供电子支援作用的体现。在雷达对抗中，雷达对抗侦察设备首先通过测频天线阵和测向天线阵捕获空间中的雷达信号，随后信号进入接收机，输出脉冲描述字（PDW）。基于 PDW 流，雷达对抗侦察设备将会进行更为详细的分选识别过程，其目的是得知所捕获的信号分别属于哪些雷达，这些雷达又分别是什么型号，具备什么样的特征，如图 5-8 所示。这里的 PDW 流就是所谓的初级信息，而分选识别过程的输出结果就是所谓的二级信息。同样，在认知防护通信系统中，感知模块输出的是连续不断的数据流。只有具备了分析识别的能力，才能够将这些数据进行分类，进而掌握该信道中存在哪些干扰，这些干扰的来波方位是什么，干扰分别具有什么样的特征。根据系统的具体需求和设定不同，分析识别过程提供的情报可以包含十分丰富的内容，最基本的通常是干扰信号模式识别结果。

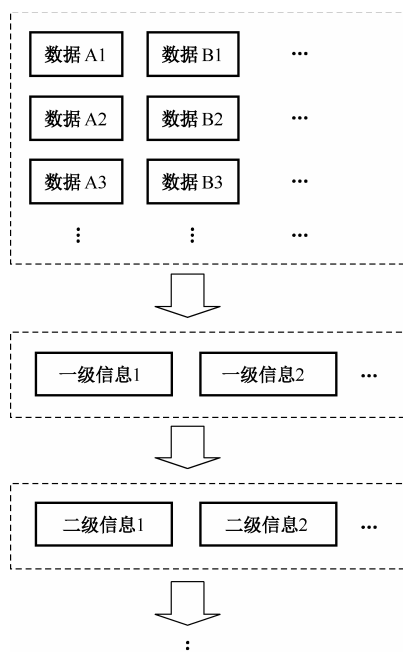


图 5-7 多级信息提取

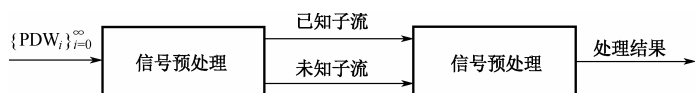


图 5-8 雷达对抗侦察信息处理基本流程

#### 4. 智能决策能力

智能决策能力是认知防护通信系统“认知性”的重要体现，它类似于认知无线电中的推理和学习能力。在认知防护通信系统中，智能决策解决的是信道利用策略的问题。

认知防护通信系统所面临的是复杂多维的通信环境。信道质量瞬息万变，决策需要考虑的因素多，决策基于的数据量庞大，同时决策的目标也不再是瞬时的和固定的，而是更趋于长远化和动态化。在这种情况下，传统简单的最优模型已经不足以描述整个决策过程，因此必须寻求更为完善的决策机制。智能决策是最合理的选择。在自然界所有已知的智力系统中，人脑是最为先进和完善的。智能决策的核心思想就是模拟人脑思考问题、解决问题。认知防护通信系统对智能决策能力提出的基本要求是具备广泛性、灵活性和学习性。

认知防护通信系统进行调整决策必须以海量的数据和情报为依据，这些数据和情报的来源和类别十分广泛，可能包括自身感知（主要）、先验知识（主要）、同级组网支援情报、上级下发情报等，可能包括全局电子战态势、干扰信号模式信息、干扰设备用频规律等。同时，认知防护通信系统在决策过程中需要考虑的因素十分广泛，可能包括新信道的带宽、切换通信频率对组网通信的影响、编码方式、发射功率等。另外，认知防护通信系统决策的输出信息也十分广泛，不仅仅包括新信道的频率、带宽、方位以及信号的发射功率、调制方式、编码方式等，还包括收发两端的协调策略、发射时隙、信源加密方式等。

认知防护通信系统必须以高度灵活的方式进行调整决策。近年来各国新列装的电子干扰装备普遍有能够迅速且频繁切换干扰样式的特点，同时干扰信号本身的综合性也在不断增强。这就要求决策过程必须跟上干扰变化的速度，对出现的新干扰，迅速做出响应。针对复杂程度较高的干扰信号，在第一时间能够给出最保险的通信策略，同时对其进行深入分析，最终给出最优通信策略。



学习性是认知防护通信系统进行决策的一个关键特性。认知防护通信系统的决策模式并不是一经设定就固定不变的,而是能够在战场经历中不断增加新知识,不断修正和改进决策方法。感知的历史信息、以往决策的成功率等都可以作为新知识的来源。例如,在一场较为激烈的战斗中,感知单元频繁检测到1点钟方向出现带宽覆盖己方通信系统频段且功率较强的宽带拦阻式干扰信号。根据已有情报,这种干扰很可能是敌方某种固定式大功率干扰站所发出的,因此可以在较高的置信水平上确定敌方在1点钟方向部署了该种干扰站。那么,在以后的决策中,就应当尽量避免直接在该方向上进行通信,可以考虑在组网旁路中进行接力通信的策略。其实这就是一个在战场实践中进行学习的简单的例子。相比而言,实际情况要复杂得多,学习的难度也将相应增大。在传统的作战行动中,这些决策活动通常都由人工进行,效率太低。在认知防护通信系统中,这些决策活动全部由计算机自动完成,效率大为提升。

### 5. 快速适应能力

快速适应能力是指系统能够将决策层输出的决策信息快速转化为物理层级上的控制与调整,迅速将决策执行至末端的能力,它是认知防护通信系统实现防护功能的关键。由于认知防护通信系统决策的输出涉及的范围很广,对速度的要求也很高,系统在硬件上就必然需要能够在很大的范围内进行快速调整操作。从这两点来看,软件无线电是最合适的选择,认知防护通信系统以软件无线电为通信的基本结构,以适应广泛、快速的调整需求。

快速适应能力可以与认知无线电中的可重配置能力相对应,而可重配置能力以软件无线电为主要的基礎。参考文献[18,19]将软件无线电的特点进行了合理的归纳,本书基于这些论述,认为采用软件无线电的基本框架,为认知防护通信系统带来了四种对于实现快速适应有着重要意义的能力:软件化能力、模块化能力、灵活调整能力和集中处理能力。

软件化能力使系统能够方便地通过软件编程对工作方式进行调整。为了能够将中频以后尽可能多地进行数字化处理,A/D转换应尽量靠近射频前端。它的工作模式可由软件编程控制改变,包括可编程的射频段宽带信号接入方式和可编程调制方式等。因此,系统可以任意更换信道接入方式,改变调制方式或接收不同系统发射的信号。另一方面,系统的更新换代在很大程度上变成了软件版本的升级(通常是每战役阶段的例行任务),使开发周期与费用大为降低。

软件无线电采用模块化设计,不同的模块分别用来实现不同的功能,同类模块的通用性好,通过简单的更换或升级某种模块就可以实现新的通信功能。从硬件上来说,模块的物理及电气接口技术指标符合开放的标准,便于更新换代,从而使软件无线电保持较长的使用寿命。

由于软件无线电至少在中频以后进行数字化处理,因此,只要利用软件,就能很方便地完成系统频带调整、信号波形在线编程、调制解调方式控制及信源编码与加密处理等,所以在系统控制上体现了强大的灵活调整能力。另外,不同通信系统都基于相同标准的硬件平台,通过加载相应的软件,就能够完成不同电台、不同系统之间的互联,这一点有利于通信系统的组网。

集中处理能力体现在多个信道享有共同的射频前端与宽带A/D、D/A转换器,能够使各信道的信号处理成本较低。

6. 威胁情报共享能力

认知防护通信系统在战场上并不是孤立的，其电子防护不是“自扫门前雪”，而是与己方各通信节点构成合作的关系。某个节点感知到威胁信号后会以恰当的方式面向整个通信网进行威胁通报，使其他节点提前做好准备。同时，这一威胁信号的存在也将会被告知指挥控制部门，从而为决策层提供有关敌方电子战部署的情报，如图 5-9 所示。

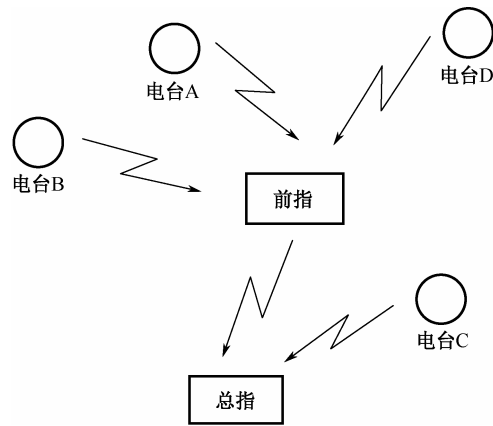


图 5-9 威胁情报组网共享示意图

5.2 认知防护通信系统的结构及原理

前面已经对认知防护通信系统的特点进行了简要的概述，本节重点介绍认知防护通信系统的组成结构以及各部分的原理。

5.2.1 认知防护通信系统的总体结构

认知防护通信系统的总体结构如图 5-10 所示，主要包括感知模块、分析识别模块、先验知识库、智能决策模块、调整控制模块、通信发射/接收单元以及信源及编码、加密等。

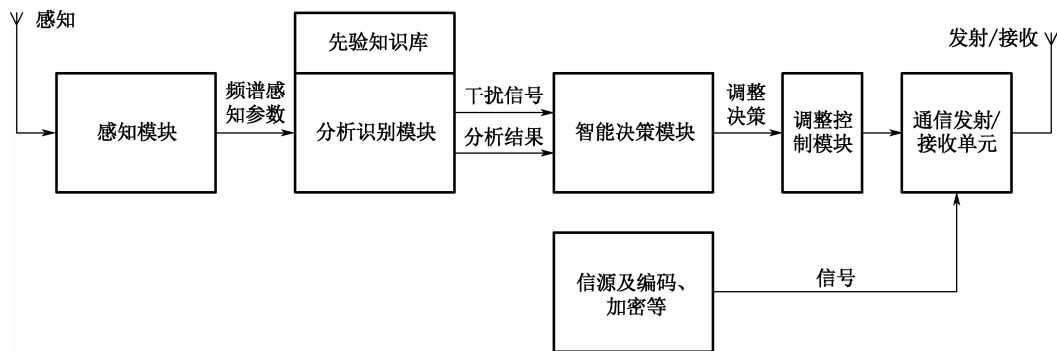


图 5-10 认知防护通信系统的结构

这里重点对认知防护通信系统中与完成电子防护功能有关的模块进行阐述，对信源以及

相关的编码、加密等功能模块不做详细的介绍。

从图中可以看出。认知防护通信系统进行电子防护最终作用于通信的发射/接收单元，不影响信源及编码和加密方式，这样做的好处是能够比较方便地在现有常规通信设备的基础上加入认知防护功能。

感知模块的功能是完成对认知防护通信系统所处时域、频域、空域环境的感知，获取涉及到的各信道的状态信息，为后续处理提供数据源。

分析识别模块的功能是对感知模块送来的数据进行分析、计算、识别，形成可用于决策的二级情报，将此结果和原始采集信号一并输出。

智能决策模块的功能是基于分析识别模块送来的情报数据，通过智能化的方式做出适应战场电磁环境的电子防护决策，输出决策信息。

调整控制模块根据电子防护决策，产生控制信号直接控制通信发射/接收模块进行相应的底层调整，实现对干扰环境的最佳适应。

### 5.2.2 认知防护通信系统感知的纯信道化结构

认知防护通信系统进行频谱感知采用与认知无线电经典频谱感知理论相同的方式。然而，认知防护通信系统运用的场合是通信电子战，这决定了它与常规形式的认知无线电存在一些根本的差异。由于干扰的不确定性，在认知防护通信系统中不存在特定的主用户，而是要在与通信相关的全频域和全空域内检测所有可能出现的干扰信号。

从物理意义上来说，全频域和全空域的概念都是连续的。但实际上要做到实时对每个频率点和每个方位进行连续不间断的监视几乎是不可能的。在频域中，每一种接收设备都存在频率分辨率的问题，即当两个信号的频率接近到一定的程度时，接收设备便无法加以区分。例如，在经典的超外差结构中，中频带宽是重要的限制因素（这里暂且不讨论超外差式搜索无法做到实时感知的问题）。信号落入某个中频带宽中，无论信号的真实频率处于哪个位置，即使是在通带的边缘，系统也认为它的频率是通带的中心频率。换句话说，接收设备实际上只接收部分频点的信号，除了这些频点，其余的都将被忽视。事实上，当这种接收机的中频带宽做得比较窄以换取频率分辨率时，接收机本就不好的实时性能就要被进一步降低，搜索变得更迟钝。这种结构的接收机在频率分辨率和信号截获概率之间存在不可调和的矛盾。虽然部分其他形式的接收设备能够改进这方面的性能，但并不能从根本上解决这一问题，同时还可能带来其他方面的问题（对同时到达信号的处理能力等）。因此，要做到频域上的严格实时且连续的感知十分困难。在空域中，能够全向接收的天线方向图往往测向性能差。而测向性能好的天线方向图往往方向性强、全向性差，其测向需要牺牲时间，损失实时性能。例如，简单的最大信号法及最小信号法测向的原理如图 5-11 所示，测向时使天线方向图旋转过某个弧度，只有在经过幅度最大点或幅度最小点后，才能确定来波方位。这个过程就或多或少地损耗了时间。相位法测向往往不涉及天线的旋转，但是由于基线设

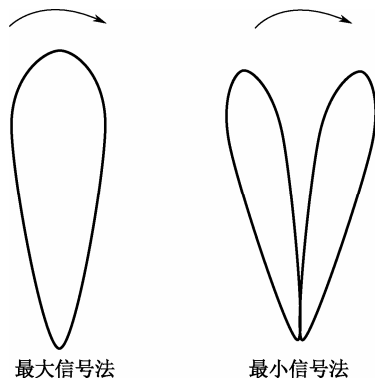


图 5-11 最大信号法和最小信号法

置带来的空域覆盖率受限、不同方向测向精度不同以及相位模糊的问题也使其实际空域性能难以具有明显的优势。因此,要做到空域上的严格实时连续感知也是十分困难的。

在这种难以严格连续感知的情况下,为了能够尽量覆盖通信所涉及的所有频域和空域范围,同时能够在认知无线电的基础上进行感知,认知防护通信系统采用了信道化的基本思路。在经典的通信电子战理论中,纯信道化接收机是一种性能全优的接收机,但其致命缺陷是设备量大且成本高,故实际装备中少见使用。然而,随着技术的不断进步,设备的硬件规模大为减小,纯信道化实现的难度得到降低,纯信道化的侦察接收设备成为新的趋势。虽然纯信道化接收机仍然不能绝对连续感知,但是它能够同时提供同时监视多个信道的能力,对于认知防护通信系统来说,这一能力是其他侦察接收方式所不能比拟的。

如图5-12所示,频域上的纯信道化感知设备通常是一组固定调谐的接收机,整个侦察带宽被划分成多个窄带信道,其带宽取决于感兴趣的信号类型,如对于 VHF 信号,信道带宽通常设置为 25kHz。纯信道化感知设备中不存在扫频搜索的结构。

如图5-13所示,空域上的纯信道化感知设备能产生角度覆盖范围大且在多个角度上有强指向性窄波束的方向图,把整个空域划分为若干个信道,每个信道只占一个小的角度,其本质是多波束形成。

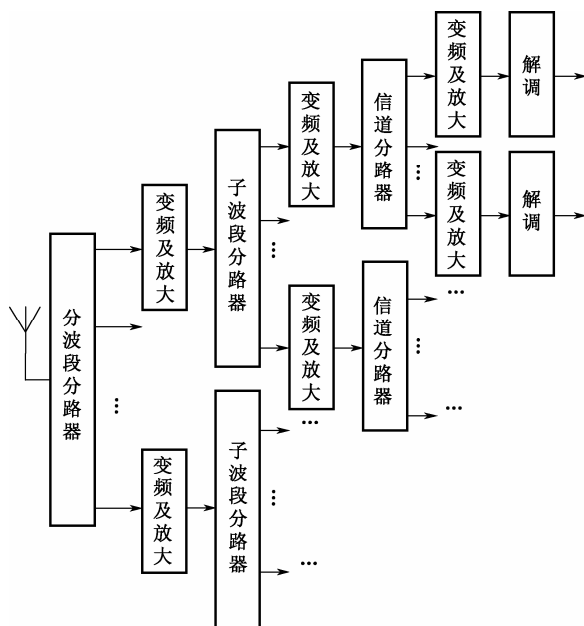


图 5-12 频域信道化

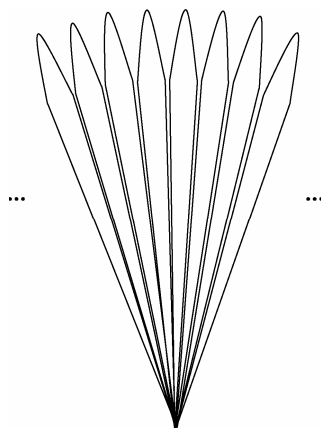


图 5-13 空域信道化

纯信道化感知的实质是将频域和空域离散化,便于实现对各信道进行实时的监视和侦收。每个频域和空域信道都被认为其中只可能存在一种固定频率或方位的信号。有了以上纯信道化的基本前提,就可以在频域和空域的每个信道中采用认知无线电针对特定主用户进行检测的感知方式。从较为通用的能量检测到灵活性较好的小波检测,都可以运用到认知防护通信系统中。另外,由于主用户是干扰信号,系统运行过程中无需考虑对主用户进行保护,所以认知防护通信系统不存在相应的功率控制问题。

### 5.2.3 认知防护通信系统的感知技术

#### 1. 感知的对象

感知的对象是必须要研究的问题。电子战理论经常将干扰按照不同的规则划分为不同的类别。例如,根据信号来源分为自然干扰和人为干扰,根据主观动因分为有意干扰和无意干扰,根据带宽分为窄带瞄准式干扰、宽带阻塞式干扰及扫频干扰等,根据调制方式分为噪声调幅干扰、噪声调频干扰等,根据作用对象分为通信干扰、雷达干扰、光学干扰等。

本书认为,从通信系统进行电子防护的角度,可以将外界干扰分为显性干扰和隐性干扰两大类。显性干扰和隐性干扰都会对通信造成危害,所不同的是,显性干扰是通信接收机本身就能感知到的,直接影响接收性能的干扰;而隐性干扰则不会引起接收机的敏感反应,它的存在会对通信信号的检测性能造成影响。当存在显性干扰时,接收机的信噪比显著下降,丧失正常工作能力。存在隐性干扰时,通信系统能够比较正常地获取到通信信号,但由于隐性干扰的存在,解调、解码及解密的正确性都严重下降,从而信息传输的效能也被降低。显性干扰一般是敌方发射的有针对性的、大功率干扰信号,有时也包括部分雷达信号、电磁脉冲弹的强脉冲等。隐性干扰是由复杂战场电磁环境带来的,一般是战场上存在交错密集的邻近频段通信(数据链)、雷达以及一些非针对性的电子干扰信号等,它们的功率与有用信号没有明显的数量级差距。

这里讨论的认知防护通信系统进行感知的主要对象是隐性干扰。对于显性干扰,不需要设置另外的感知器,因为它的作用对象,即通信接收机本身就是感知器。针对显性干扰的主要问题在于以自适应的方式快速做出参数调整,改变通信信道。而对于隐性干扰,通信系统往往缺乏有效的感知功能,它是认知防护通信系统利用认知无线电技术进行感知的主要对象。

#### 2. 对干扰信号的能量检测

能量检测的特点是原理简单,具有较好的通用性,能够运用于干扰信号不被获知的场合。能量检测的基本思路是无线电信号能量在一个观测时间段内被测量,以此为根据,判断该信道是否被占用。能量检测可以在时域或者是频域上实现,通常关注时域实现。具体做法是对接收到的信号进行平方运算,并在整个观测期间内进行积分,积分的结果与一个预先设定的门限值比较,比较的输出用于判断干扰是否存在,如图 5-14 所示。

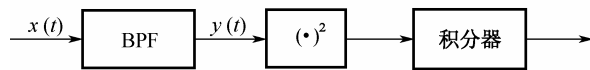


图 5-14 能量检测原理

检测理论中基本的二元决策表示为

$$\begin{cases} H_0, & \int_{\Delta t} y^2(t) dt < \lambda \\ H_1, & \text{其他} \end{cases} \quad (5-8)$$

式中,  $\lambda$  为预先设定的门限值,  $H_0$  表示干扰不存在,  $H_1$  表示干扰存在。

在统计意义上,假设干扰信号与噪声不相关,那么干扰信号和噪声总能量的期望必有如下关系:

$$E\{j((t) + n(t))^2\} = E\{j^2(t)\} + E\{n^2(t)\} > E\{n^2(t)\} \quad (5-9)$$

基于此关系，能量检测的做法是：在观测的一定时间内，只要积累的能量超过预定的阈值，就认为干扰信号存在，否则只存在噪声，没有干扰信号。下面先对检测统计量的分布进行分析，然后求解能量检测法的检测概率及虚警概率。

在下面的分析中，默认噪声为零均值、双边带功率谱密度为  $N_0$  的高斯白噪声。对接收信号进行采样，对于单纯的高斯白噪声来说，各采样点的样本之间相互独立，将这些采样点求和，和值的均值也是零。当存在干扰信号与噪声叠加时，和值的均值就会发生偏移不再是零。进一步讲，当只存在噪声时，和值服从中心为零的  $\chi^2$  分布；当同时存在干扰和噪声时，和值服从中心不为零的  $\chi^2$  分布。取统计量为

$$V = \frac{1}{N_0} \int_0^T y^2(t) dt \quad (5-10)$$

参考文献[1]给出了低通情况下的信号分析过程。若信号的持续时间为  $T$ ，带宽为  $W$ ，则该信号可以由  $2TW$  个采样点完全表示。也就是说，只要在时间  $T$  内以  $2W$  的采样频率进行采样，得到  $2TW$  个采样点，就能正确表示该信号。

在只存在噪声的情况下，有

$$V = \frac{1}{N_0} \int_0^T n^2(t) dt = \sum_{i=1}^{2TW} b_i^2 \quad (5-11)$$

$$b_i = \frac{a_i}{\sqrt{2WN_0}} \quad (5-12)$$

式中， $a_i$  是均值为零、方差为  $2WN_0$  的高斯随机变量。

从式(5-11)可以看出，统计量  $V$  是  $2TW$  个零均值、单位方差的高斯随机变量的平方和，服从自由度为  $2TW$  的  $\chi^2$  分布。

在只存在干扰信号的情况下，有

$$\frac{1}{N_0} \int_0^T j^2(t) dt = \sum_{i=1}^{2TW} \beta_i^2 \quad (5-13)$$

$$\beta_i = \frac{a_i}{\sqrt{2WN_0}}, \quad \alpha_i = j\left(\frac{i}{2W}\right) \quad (5-14)$$

在同时存在干扰信号和噪声且两者相互独立的情况下，有

$$V = \frac{1}{N_0} \int_0^T y^2(t) dt = \sum_{i=1}^{2TW} (b_i + \beta_i)^2 \quad (5-15)$$

此时，统计量  $V$  服从自由度为  $2TW$  的非中心  $\chi^2$  分布，非中心系数  $\lambda$  为

$$\lambda = \sum_{i=1}^{2TW} \beta_i^2 = \frac{1}{N_0} \int_0^T j^2(t) dt = \frac{E_s}{N_0} \quad (5-16)$$

为方便求解虚警概率  $P_f$  和检测概率  $P_d$ ，根据中心极限定理，在采样点数足够多且样本相互独立的情况下，可认为统计量  $V$  近似服从高斯分布。

在只存在噪声的情况下， $V$  的均值和方差分别为

$$\mu_0 = E\left\{\sum_{i=1}^{2TW} b_i^2\right\} = 2TW \quad (5-17)$$

$$\sigma_0^2 = \text{Var}\left\{\sum_{i=1}^{2TW} b_i^2\right\} = 4TW \quad (5-18)$$

即  $V$  服从高斯分布  $N(2TW, 4TW)$ 。

在同时存在噪声和干扰信号的情况下,  $V$  的均值和方差分别为

$$\mu_1 = E\left\{\sum_{i=1}^{2TW} (b_i + \beta_i)^2\right\} = E\left\{\sum_{i=1}^{2TW} b_i^2\right\} + E\left\{\sum_{i=1}^{2TW} \beta_i^2\right\} = 2TW + \lambda \quad (5-19)$$

$$\sigma_1^2 = \text{Var}\left\{\sum_{i=1}^{2TW} (b_i + \beta_i)^2\right\} = 4TW + \lambda \quad (5-20)$$

即  $V$  服从高斯分布  $N(2TW + \lambda, 4TW + \lambda)$ 。

确定了在假设  $H_0$  和  $H_1$  下统计量  $V$  的分布, 就可以方便地求出能量检测的虚警概率和检测概率。设定门限值为  $K$ , 且令

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-\frac{y^2}{2}} dy \quad (5-21)$$

则虚警概率和检测概率分别为

$$P_f = Q\left(\frac{K - \mu_0}{\sigma_0}\right) \quad (5-22)$$

$$P_d = Q\left(\frac{K - \mu_1}{\sigma_1}\right) \quad (5-23)$$

以上是能量检测的基本数学模型。在实现方面, 主要有模拟和数字两大类。模拟实现需要一个固定带宽的滤波器, 其前提是要求感知的干扰信号范围固定。若采用前述的纯信道化架构, 且信道带宽足够窄, 那么模拟实现就是可行的。数字实现可以通过基于 FFT 的谱估计, 更加灵活, 这样的结构支持各种带宽类型, 并允许同时检测多个信号<sup>[6]</sup>, 其实现结构如图 5-15 所示<sup>[6]</sup>。

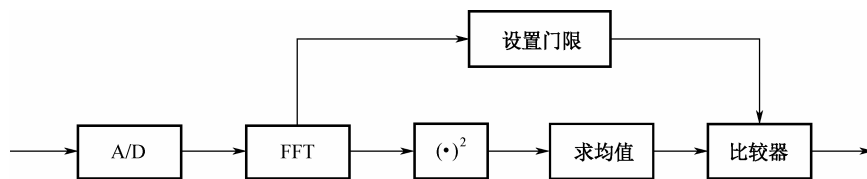


图 5-15 能量检测的数字实现

能量检测法的优势在于不需要干扰信号的先验知识, 属于非相干检测, 但它仍然存在一些严重的缺陷。能量检测是一种基于阈值的检测方法, 只对超过阈值的干扰信号有效。同时, 这个阈值也容易受到变化的背景噪声的影响。另一方面, 能量检测无法区分处于同一信道内的不同信号, 这对于复杂电磁环境的感知十分不利。能量检测方法对信号没有做任何假设, 是一种盲检算法<sup>[1]</sup>。因此它的适用范围很广, 但是除了给出干扰信号的大致频带外, 不能给出较为精确的干扰参数。

### 3. 对干扰信号的匹配滤波器检测

匹配滤波器是一种最佳滤波器，它满足最大输出信噪比准则和线性准则。图 5-16 为匹配滤波器的基本模型。其中， $s(t)$  是输入信号，且能量为  $E_s$ ， $n(t)$  为零均值平稳加性噪声， $s_o(t)$  和  $n_o(t)$  分别是对应于  $s(t)$  和  $n(t)$  的响应。

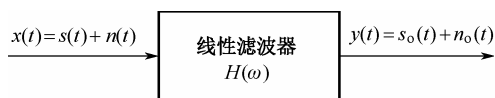


图 5-16 匹配滤波器原理

定义输出信噪比  $SNR_o$  为输出信号的峰值功率与输出噪声的平均功率之比：

$$SNR_o = \frac{\text{输出信号 } s_o(t) \text{ 的峰值功率}}{\text{输出噪声 } n_o(t) \text{ 的平均功率}}$$

作为十分重要的滤波器，匹配滤波器的设计问题在许多文献中都已给出，其主要思路是基于线性滤波器的性质，利用傅里叶变换、施瓦兹不等式等工具，求解出使输出信噪比最大的滤波器系统函数  $H(\omega)$ 。对于详细推导过程，本书不予重述，这里直接给出结论：

$$H(\omega) = \frac{\alpha S^*(\omega)}{p_n(\omega)} e^{-j\omega t_0} \quad (5-24)$$

式中， $S(\omega)$  为主用户信号经傅里叶变换后的频谱， $p_n(\omega)$  为噪声功率谱。

此时滤波器输出信噪比  $SNR_o$  达到最大值：

$$SNR_o = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|S(\omega)|^2}{p_n(\omega)} d\omega \quad (5-25)$$

白噪声条件下，设  $P_n(\omega) = \frac{N_0}{2}$ ，则

$$H(\omega) = k S^*(\omega) e^{-j\omega t_0} \quad (5-26)$$

式中， $k = \frac{2\alpha}{N_0}$ ，此时最大输出信噪比  $SNR_o$  为

$$SNR_o = \frac{2E_s}{N_0} \quad (5-27)$$

匹配滤波器是使输出信噪比最大的滤波器，对确知信号具有良好的检测性能，因此被广泛应用于雷达、声呐等系统。但在对通信系统的电子防护中，基本不可能提前知道干扰信号的具体形式。也就是说，因为  $j(\omega)$  和  $J(\omega)$  不是确知信号，所以难以设计出对各种干扰满足  $H(\omega) = k J^*(\omega) e^{-j\omega t_0}$  的滤波器，这使得匹配滤波器检测在认知防护通信系统中的应用受到了一定的限制。

### 4. 对干扰信号的周期谱相关检测

周期谱相关检测的主要思路是利用调制信号内在的周期性，例如正弦载波、脉冲序列、重复扩展、跳频序列或者循环前缀。当一个信号的自相关函数是时间  $t$  的周期函数时，该信号就称为是周期稳态的。周期谱相关检测算法实现如图 5-17 所示。

参考文献[3]指出，在授权网络中，授权信号经过调制、编码等处理后，为了便于授权接收机进行解调，授权信号中均存在一定的冗余信息，从而使它们的统计特性、均值、自相关



函数都呈现循环周期性。周期谱相关检测算法就是通过利用谱相关函数检测接收信号中存在的循环周期特征来确定主用户信号是否存在。然而，在认知防护的背景下，主用户信号是干扰，所以没有所谓的冗余信息，也体现不出明显的循环周期性。所以，对干扰信号的周期谱相关检测难以实现。

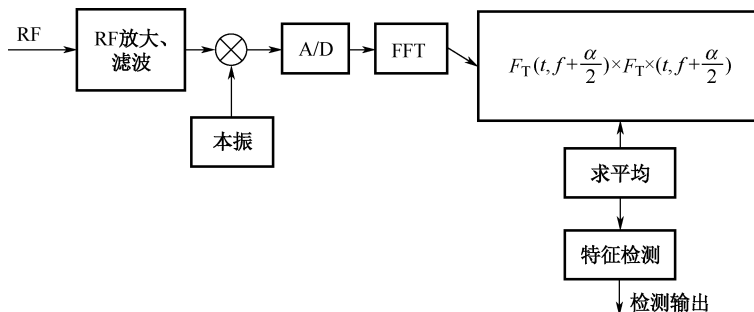


图 5-17 周期谱相关检测原理

### 5. 对干扰信号的小波检测

小波变换是法国的 Morlet 于 1984 年在进行地震数据分析时提出的，他在分析地震波的局部特性时，发现传统的傅里叶变换难以达到要求，从而引入了小波的概念<sup>[20,21]</sup>。小波变换在针对非平稳的干扰信号的分析中具有良好的分析效果。

小波是由一个满足

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \varphi(t) dt = 0 \quad (5-28)$$

的函数  $\varphi(t)$ ，通过平移和伸缩而产生的函数族：

$$\varphi_{a,b}(t) = |a|^{-\frac{1}{2}} \varphi\left(\frac{t-b}{a}\right), \quad a, b \in \mathbf{R}, \quad a \neq 0 \quad (5-29)$$

式中， $\varphi(t)$  称为基小波或母小波， $a$  称为伸缩因子或尺度因子， $b$  称为平移因子， $\varphi_{a,b}(t)$  称为由基小波  $\varphi(t)$  生成的连续小波。

小波函数  $\varphi_{a,b}(t)$  的带通宽度受到尺度因子  $a$  的控制。随着尺度因子  $a$  的减小， $\varphi_{a,b}(t)$  的支撑区逐渐向中心聚拢变窄，同时频谱  $\hat{\varphi}_{a,b}(\omega)$  向高频端移动展宽。频窗的中心为

$$\omega_{\varphi_{a,b}}^0 = \frac{\omega_{\hat{\varphi}}^0}{a} \quad (5-30)$$

记  $\Delta_{\varphi}$  和  $\Delta_{\hat{\varphi}}$  分别为基小波时窗和频窗的半窗宽，以  $(t_0, \omega_{\varphi_{a,b}}^0)$  为中心的小波变换时窗宽为

$2a\Delta_{\varphi}$ ，频窗宽为  $\frac{2\Delta_{\hat{\varphi}}}{a}$ ，窗口面积为

$$S = 2a\Delta_{\varphi} \frac{2\Delta_{\hat{\varphi}}}{a} = 4\Delta_{\varphi}\Delta_{\hat{\varphi}} \quad (5-31)$$

显然， $S$  与  $a$  无关。

设  $\{\varphi_{a,b}\}$  是小波函数，对任意函数  $f(t) \in L^2(\mathbf{R})$ ，它的小波变换定义式为

$$Wf(a, b) = |a|^{-\frac{1}{2}} \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \varphi^* \left( \frac{t-b}{a} \right) dt \quad (5-32)$$

上式又称为连续小波变换 (continuous wavelet transform, CWT)。

在小波变换中, 时频窗口的形状受到尺度因子  $a$  的控制。这一点正是小波变换的自适应优势。在检测高频分量时, 尺度因子  $a$  降低, 时窗变窄, 频窗相应增高, 检测中心频率增大; 在检测低频分量时, 尺度因子  $a$  增大, 时窗变宽, 频窗相应降低, 检测中心频率减小。

在信号处理中, 小波变换实质上是以一组不同尺度的带通滤波器对信号  $f(t)$  进行滤波, 将信号分解到一系列的频带上进行分析处理<sup>[4]</sup>, 可以给出小波变换的另一种定义。

把下列变换  $Wf(s, x)$  定义为  $f(t) \in L^2(\mathbf{R})$  的小波变换

$$Wf(s, x) = Wf_s(x) = f * \varphi_s(x) = \frac{1}{s} \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \varphi \left( \frac{x-t}{s} \right) dt \quad (5-33)$$

式中,  $s$  称为伸缩因子, 且  $\varphi_s$  满足条件:

$$\varphi_s = \frac{1}{s} \varphi \left( \frac{t}{s} \right) \quad (5-34)$$

从这种定义中可以清晰地看出, 小波  $\varphi(t)$  其实就是带通滤波器的脉冲响应。

在对干扰信号的感知的方式中, 小波检测在实现代价和灵活性两方面都有优势。然而不可忽略的是, 在实际对宽带环境的感知中, 小波检测需要很高的采样频率, 这为小波检测在战场环境下的实现带来了严重的挑战。

#### 5.2.4 对随机参量干扰的感知

前述的几种经典的感知技术, 是认知防护通信系统感知干扰信号的重要基础。然而, 在实际中, 干扰信号可能出现在通信系统涉及时/频域空间的任何位置。在纯信道化的架构下, 干扰信号的相位、振幅以及频率都是该通道内的随机变量。这种随机性和未知性有可能会对干扰的检测带来不利影响。因此, 认知防护通信系统还必须具备对随机参量条件下的干扰信号的检测能力。

##### 1. 对随机相位干扰的感知

基于信号波形检测理论, 以最简单的模型来说明对随机相位干扰进行检测的基本原理。检测中的两个假设分别为

$$\begin{cases} H_0 : x(t) = a_0 \cos(\omega_0 t + \theta_0) + n(t), & 0 \leq t \leq T \\ H_1 : x(t) = a_1 \cos(\omega_1 t + \theta_1) + n(t), & 0 \leq t \leq T \end{cases} \quad (5-35)$$

式中,  $\theta_0$  和  $\theta_1$  是概率密度函数分别为  $p(\theta_0)$  和  $p(\theta_1)$  的随机相位。另外, 通常  $\omega_0$  和  $\omega_1$  相隔较远, 两者能量相等,  $n(t)$  是均值为零的高斯白噪声, 功率谱密度为  $P_n(\omega) = \frac{N_0}{2}$ 。

下面利用虚拟假设检验法<sup>[2]</sup>来求出判决表示式。加入一个虚拟假设  $H_2$  :

$$H_2 : x(t) = n(t), \quad 0 \leq t \leq T \quad (5-36)$$

$$P(H_2) = 0 \quad (5-37)$$

为了使平均代价最小, 应使贝叶斯平均代价中的可变项

$$I_i(x) = \sum_{i \neq j} P(H_j)(c_{ij} - c_{jj})p(x|H_j) \quad (5-38)$$

取得最小值。因此，在该三元信号检测模型中，判决规则可表示为

$$I_0(x) \underset{H_0 \text{ 或 } H_2}{\geq} I_1(x) \quad (5-39)$$

即

$$\begin{aligned} & P(H_1)(c_{01} - c_{11})p(x|H_1) + P(H_2)(c_{02} - c_{22})p(x|H_2) \\ & \underset{H_0 \text{ 或 } H_2}{\geq} \underset{H_1 \text{ 或 } H_2}{P(H_0)(c_{10} - c_{00})p(x|H_0) + P(H_2)(c_{12} - c_{22})p(x|H_2)} \end{aligned} \quad (5-40)$$

同时，定义似然比函数为

$$\lambda_0(x) = \frac{p(x|H_0)}{p(x|H_2)} \quad (5-41)$$

$$\lambda_1(x) = \frac{p(x|H_1)}{p(x|H_2)} \quad (5-42)$$

故有

$$\begin{aligned} & P(H_1)(c_{01} - c_{11})\lambda_1(x) + P(H_2)(c_{02} - c_{22}) \\ & \underset{H_0}{\underset{H_1}{\geq}} P(H_0)(c_{10} - c_{00})\lambda_0(x) + P(H_2)(c_{12} - c_{22}) \end{aligned} \quad (5-43)$$

由于  $P(H_2) = 0$ ，故上式可简化为

$$\frac{\lambda_1(x)}{\lambda_0(x)} \underset{H_0}{\underset{H_1}{\geq}} \frac{P(H_0)(c_{10} - c_{00})}{P(H_1)(c_{01} - c_{11})} \stackrel{\text{def}}{=} \eta \quad (5-44)$$

$c_{ij}$  的取值往往由对应干扰信号的威胁程度(灰度)所决定。这里假设  $H_0$  和  $H_1$  所代表的干扰信号威胁程度相当，将代价设定为

$$\begin{aligned} c_{00} &= c_{11} = 0 \\ c_{10} &= c_{01} = 1 \end{aligned}$$

且有先验概率

$$P(H_0) = P(H_1) \quad (5-45)$$

则在  $N \rightarrow \infty$  时判决规则可表示为

$$\lambda_1[x(t)] \underset{H_0}{\underset{H_1}{\geq}} \lambda_0[x(t)] \quad (5-46)$$

记  $I_0(v)$  为第一类零阶修正贝塞尔函数，利用随机相位分布的通用模型：

$$p(\theta|v) = \begin{cases} \frac{\exp(v \cos \theta)}{2\pi I_0(v)}, & -\pi \leq \theta \leq \pi \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (5-47)$$

得出  $\lambda_1[x(t)]$  对应的检验统计量  $l_1$  为

$$\lambda_1 = \sqrt{\left(\frac{N_0}{2\sqrt{E_s}}v + x_{R_1}\right)^2 + x_{I_1}^2}, l_1 = 0 \quad (5-48)$$

其中,

$$x_{R_1} = \int_0^T \sqrt{\frac{2}{T}} x(t) \cos \omega_1 t \, dt \quad (5-49)$$

$$x_{I_1} = \int_0^T \sqrt{\frac{2}{T}} x(t) \sin \omega_1 t \, dt \quad (5-50)$$

$\lambda_0[x(t)]$  对应的检验统计量  $l_0$  为

$$l_0 = \sqrt{\left(\frac{N_0}{2\sqrt{E_s}}v + x_{R_0}\right)^2 + x_{I_0}^2}, l_0 = 0 \quad (5-51)$$

其中,

$$x_{R_0} = \int_0^T \sqrt{\frac{2}{T}} x(t) \cos \omega_0 t \, dt \quad (5-52)$$

$$x_{I_0} = \int_0^T \sqrt{\frac{2}{T}} x(t) \sin \omega_0 t \, dt \quad (5-53)$$

所以, 最终的判决表示式为

$$l_1 \underset{H_0}{\overset{H_1}{\gtrless}} l_0, l_1 = 0, l_0 = 0 \quad (5-54)$$

## 2. 对随机振幅和随机相位干扰的感知

当干扰信号的振幅和相位均为随机变量时, 检测系统的结构与随机相位干扰检测系统结构一致, 这里只对假设和最终的判决表示式进行说明, 推导过程不予赘述。建立检测模型为

$$\begin{cases} H_0 : x(t) = a_0 \cos(\omega_0 t + \theta_0) + n(t), 0 \leq t \leq T \\ H_1 : x(t) = a_1 \cos(\omega_1 t + \theta_1) + n(t), 0 \leq t \leq T \end{cases} \quad (5-55)$$

其中,  $n(t)$  是均值为零的高斯白噪声, 功率谱密度为  $P_n(\omega) = \frac{N_0}{2}$ , 并假设振幅  $a_0$  和  $a_1$  服从瑞利分布

$$p(a_0) = \begin{cases} \frac{a_0}{\sigma_a^2} \exp\left(-\frac{a_0^2}{2\sigma_a^2}\right), a_0 \geq 0 \\ 0, a_0 < 0 \end{cases} \quad (5-56)$$

$$p(a_1) = \begin{cases} \frac{a_1}{\sigma_a^2} \exp\left(-\frac{a_1^2}{2\sigma_a^2}\right), a_1 \geq 0 \\ 0, a_1 < 0 \end{cases} \quad (5-57)$$

同时, 信号相位服从均匀分布:

$$p(\theta_0) = \begin{cases} \frac{1}{2\pi}, -\pi \leq \theta \leq \pi \\ 0, \text{其他} \end{cases} \quad (5-58)$$

$$p(\theta_1) = \begin{cases} \frac{1}{2\pi}, & -\pi \leq \theta \leq \pi \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (5-59)$$

在这种情况下,采用类似随机相位情况中的虚拟假设方法,即增加假设

$$H_2: x(t) = n(t), 0 \leq t \leq T \quad (5-60)$$

$$P(H_2) = 0 \quad (5-61)$$

可以推出判决表示式为

$$l_1^2 - l_0^2 \underset{H_0}{\overset{H_1}{\gtrless}} \frac{N_0(N_0 + \sigma_a^2 T)}{\sigma_a^2 T} \ln \eta, l_0 \leq 0, l_1 \leq 0 \quad (5-62)$$

其中,

$$l_0 = \sqrt{x_{R_0}^2 + x_{I_0}^2} \quad (5-63)$$

$$l_1 = \sqrt{x_{R_1}^2 + x_{I_1}^2} \quad (5-64)$$

### 3. 对随机频率干扰的感知

当信号频率是随机变量时,可以利用随机频率的分布以及似然比检验的思路方便地检测干扰信号。设干扰频率是在频率点  $\omega_i (i=1,2,\dots,M)$  上等概率离散分布的随机变量,那么每个频率点就对应着一个假设:

$$\begin{cases} H_1: x(t) = a \cos(\omega_1 t + \theta) + n(t), 0 \leq t \leq T \\ H_2: x(t) = a \cos(\omega_2 t + \theta) + n(t), 0 \leq t \leq T \\ \vdots \\ H_M: x(t) = a \cos(\omega_M t + \theta) + n(t), 0 \leq t \leq T \end{cases} \quad (5-65)$$

同时,加入参考假设:

$$H_0: x(t) = n(t), 0 \leq t \leq T \quad (5-66)$$

于是可以假设  $H_i$  对假设  $H_0$  的似然比函数:

$$\lambda_i[x(t)] = \exp\left(-\frac{E_s}{N_0}\right) I_0\left(\frac{2\sqrt{E_s}}{N_0} l_i\right), l_i \leq 0, i=1,2,\dots,M \quad (5-67)$$

若  $\lambda_i[x(t)]$  对应的门限为  $\eta$ ,则超过  $\eta$  的最大  $\lambda_i[x(t)]$  所对应的假设  $H_i$  成立。若找不到  $\lambda_i[x(t)]$  超过  $\eta$ ,则判断为不存在干扰信号。

需要注意的是,以上判决过程默认了空间中只存在窄带干扰信号,且干扰信号带宽  $W_{\text{Jam}}$  满足:

$$W_{\text{Jam}} = \min\{\omega_i - \omega_j\}, i \neq j \quad (5-68)$$

然而,在实际中,空间中必然包含相当数量的宽带干扰信号(以宽带拦阻式干扰最具代表性),在这种情况下以上判决规则显然不再适用。因此,考虑采用两级判决门限  $\eta$  和  $\varphi$ 。由于宽

带干扰在干扰频率范围内一般是趋于均匀分布的, 所以可以方便地制定判决规则: 如果有多个  $\lambda_i[x(t)]$  超过  $\eta$ , 分别为  $\lambda_k[x(t)]$ ,  $k \in \{1, 2, \dots, M\}$ , 且  $\lambda_k[x(t)]$  均低于  $\varphi$ , 就认为存在宽带干扰或多频干扰(梳状谱干扰等), 干扰频率至少包括这些  $\lambda_k[x(t)]$  所对应的频率点  $\omega_k$ 。

## 5.2.5 方位的感知

方位的感知实际上是无线电测向的问题, 即对电磁干扰方向的估计。目前无线电测向的实现包括多种技术体制, 如传统测向体制(振幅法、相位法等)、空间谱估计等。

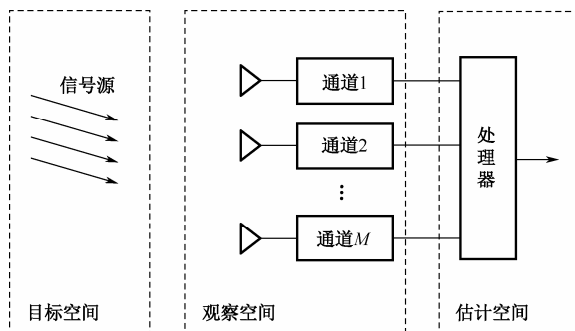
振幅法测向主要利用测向天线方向图在各方向上的幅度增益差异, 获取信号到达方向(Direction of Arriving, DOA)。相位法主要是通过设置基线, 提取相位差, 进而得到波程差, 并进行几何推算来确定 DOA。但是, 这些传统测向体制的空间分辨力受到波束尖锐度或基线设置的限制, 已逐渐不能适应密集的电磁环境。阵列信号处理提供了全新的测向模式。常规波束形成技术(CBF)能够通过对阵列天线的阵元进行调整获得理想的天线方向图, 使最大波束指向目标方位。但 CBF 仍然不能突破波束宽度的限制, 即所谓“瑞利(Rayleigh)限”。20 世纪 70 年代, 多重信号分类(MUSIC<sup>[5]</sup>)算法的提出实现了向现代超分辨率测向技术的飞跃<sup>[7]</sup>。此后, 空间谱估计不断得到新的发展。在认知防护通信系统对干扰的感知中, 应当采用阵列天线作为感知器, 通过空间谱估计算法实现对干扰信号的方位获取。

在空间谱估计的诸多算法中, 以多重信号分类(MUSIC)和最大似然估计(ML)最为经典。MUSIC 的基本思想是将阵列获取数据的协方差矩阵进行特征分解, 从而得到与信号分量相对应的信号子空间和与信号分量相正交的噪声子空间, 然后利用这两个子空间的正交性来估计信号的参数<sup>[7]</sup>(入射方向等)。ML 的实质是经典的贝叶斯估计法。该算法通过构造似然函数, 并寻找未知参数使得似然函数值达到最大, 进而对该参数做出估计。

下面对 MUSIC 和 ML 两种基本的空间谱估计算法进行简要的阐述。除此之外, 由这两种算法派生出的各种算法甚多, 本书并不致力于算法研究, 故不一一讲解。参考文献[7]对空间谱估计的理论与算法进行了全面阐述, 可作为专门的参考资料。

### 1. 基本模型

在空间谱估计中, 基本的模型是  $M$  个阵元组成的阵列接收空间中  $N$  个远场窄带信号, 如图 5-18 所示<sup>[8]</sup>。



入射的信号可表示为

$$\begin{cases} s_i(t) = u_i(t)e^{j[\omega_0 t + \varphi(t)]} \\ s_i(t - \tau) = u_i(t - \tau)e^{j[\omega_0(t - \tau) + \varphi(t - \tau)]} \end{cases} \quad (5-69)$$

式中,  $u_i(t)$  是接收信号的幅度,  $\varphi(t)$  是接收信号的相位,  $\omega_0$  是接收信号的频率。由于模型条件为窄带远场信号, 幅度和相位随时延的变化可以忽略, 故有

图 5-18 空间谱估计的基本模型

$$\begin{cases} u_i(t-\tau) \approx u_i(t) \\ \varphi(t-\tau) \approx \varphi(t) \end{cases} \quad (5-70)$$

于是

$$s_i(t-\tau) = s_i(t)e^{-j\omega_0\tau}, \quad i=1,2,\dots,N \quad (5-71)$$

所以, 考虑阵元中必然存在噪声, 第  $l$  个阵元中存在的总信号为

$$x_l(t) = \sum_{i=1}^N g_{li}s_i(t-\tau_{li}) + n_l(t), \quad l=1,2,\dots,M \quad (5-72)$$

式中,  $g_{li}$  为第  $l$  个阵元对第  $i$  个信号的增益,  $n_l(t)$  为第  $l$  个阵元中存在的噪声,  $\tau_{li}$  为第  $l$  个阵元接收第  $i$  个信号相对参考阵元的时延。为方便分析, 可将上式改写成矩阵运算的形式:

$$\begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_M(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{11}e^{-j\omega_0\tau_{11}} & g_{12}e^{-j\omega_0\tau_{12}} & \cdots & g_{1N}e^{-j\omega_0\tau_{1N}} \\ g_{21}e^{-j\omega_0\tau_{21}} & g_{22}e^{-j\omega_0\tau_{22}} & \cdots & g_{2N}e^{-j\omega_0\tau_{2N}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{M1}e^{-j\omega_0\tau_{M1}} & g_{M2}e^{-j\omega_0\tau_{M2}} & \cdots & g_{MN}e^{-j\omega_0\tau_{MN}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1(t) \\ s_2(t) \\ \vdots \\ s_N(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1(t) \\ n_2(t) \\ \vdots \\ n_M(t) \end{bmatrix} \quad (5-73)$$

即

$$X(t) = AS(t) + N(t) \quad (5-74)$$

其式中,  $X(t)$  为阵列输出信号矢量,  $S(t)$  为入射信号矢量,  $N(t)$  为噪声矢量,  $A$  称为阵列流型(导向矢量阵<sup>[7]</sup>), 它表征了各阵元对每个信号的增益及时延。在理想模型中, 各阵元通道完全一致, 且不存在互耦等, 可将  $g_{li}$  全部视为 1, 此时

$$A = \begin{bmatrix} e^{-j\omega_0\tau_{11}} & e^{-j\omega_0\tau_{12}} & \cdots & e^{-j\omega_0\tau_{1N}} \\ e^{-j\omega_0\tau_{21}} & e^{-j\omega_0\tau_{22}} & \cdots & e^{-j\omega_0\tau_{2N}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-j\omega_0\tau_{M1}} & e^{-j\omega_0\tau_{M2}} & \cdots & e^{-j\omega_0\tau_{MN}} \end{bmatrix} \quad (5-75)$$

将  $A$  中的每个列向量记为  $a_i(\omega_0)$ , 则

$$A = [a_1(\omega_0) \quad a_2(\omega_0) \quad \cdots \quad a_N(\omega_0)] \quad (5-76)$$

其中

$$a_i(\omega_0) = \begin{bmatrix} e^{-j\omega_0\tau_{21}} \\ e^{-j\omega_0\tau_{2i}} \\ \vdots \\ e^{-j\omega_0\tau_{Mi}} \end{bmatrix} \quad (5-77)$$

这里得出了基本模型下的阵列信号表达式, 后续的算法将在此基础上展开。

## 2. MUSIC 算法

阵列输出信号矢量为

$$X(t) = A(\theta)S(t) + N(t) \quad (5-78)$$

对其计算协方差矩阵：

$$R = E[XX^H] \quad (5-79)$$

设噪声是均值为 0，方差为  $\sigma^2$  的白噪声，且空间白化，由于信号与噪声相互独立，有

$$\begin{aligned} R &= E[ASS^H A^H + NN^H] \\ &= AE[SS^H]A^H + \sigma^2 I \\ &= AR_s A^H + \sigma^2 I \end{aligned} \quad (5-80)$$

式中， $R_s$  为信号的协方差矩阵， $I$  为单位阵。从该式可以看出，协方差矩阵  $R$  被分解为与信号和噪声相关的两个部分，分别是  $AR_s A^H$  和  $\sigma^2 I$ 。

下面对  $R$  进行特征分解，得到

$$R = U_S \Sigma_S U_S^H + U_N \Sigma_N U_N^H \quad (5-81)$$

式中， $\Sigma_S$  是以  $R$  的大特征值为对角元素的对角阵， $U_S$  是这些大特征值对应的特征矢量张成的子空间，即信号子空间； $\Sigma_N$  是以  $R$  的小特征值为对角元素的对角阵， $U_N$  是小特征值对应特征矢量张成的子空间，即噪声子空间。

在空间谱估计理论中有以下两条重要的性质<sup>[7]</sup>：

协方差矩阵的大特征值对应的特征矢量张成的空间与入射信号的导向矢量张成的空间是同一个空间，即

$$\text{span}\{e_1 \ e_2 \ \cdots \ e_N\} = \text{span}\{a_1 \ a_2 \ \cdots \ a_N\} \quad (5-82)$$

信号子空间  $U_S$  与噪声子空间  $U_N$  正交，且有  $A^H e_i = 0$ ，其中  $i = N+1, \dots, M$ 。

根据这两条性质，结合  $R$  的特征分解结果，可以推出导向矢量与噪声子空间正交，即

$$a^H(\theta)U_N = 0 \quad (5-83)$$

上式就是 MUSIC 算法估计信号到达角的依据。在实际应用中，只能取到有限个数据，故将理想模型中的求期望改为求最大似然估计：

$$\hat{R} = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L XX^H \quad (5-84)$$

在实际中，通常无法满足  $a^H(\theta)\hat{U}_N = 0$ ，采取的办法是寻找使  $a^H(\theta)\hat{U}_N$  的模值最小的  $\theta$ ，作为信号到达角 DOA 的估计值。用数学式表示为

$$\theta_{\text{MUSIC}} = \underset{\theta}{\text{argmin}} \ a^H(\theta)\hat{U}_N \hat{U}_N^H a(\theta) \quad (5-85)$$

因此，MUSIC 算法的谱估计公式为<sup>[5]</sup>

$$P_{\text{MUSIC}} = \frac{1}{a^H(\theta)\hat{U}_N \hat{U}_N^H a(\theta)} \quad (5-86)$$

以上是经典的 MUSIC 算法。需要注意的是，以上算法的一个前提是已知信号源的数量  $N$ ，所以通常还需要对信号源数进行估计。常用的信号源数估计方法有 AIC 准则<sup>[9]</sup>、MDL 准则<sup>[10,11]</sup>、平滑秩序列<sup>[7]</sup>算法等。



### 3. ML 算法

阵列输出信号矢量为

$$\mathbf{X}(t) = \mathbf{A}(\theta)\mathbf{S}(t) + \mathbf{N}(t) \quad (5-87)$$

设噪声是均值为 0、方差为  $\sigma^2$  的白噪声，且空间白化，对阵列输出信号矢量  $\mathbf{X}$  求对数似然比函数  $\Lambda$

$$\Lambda = C - MK \ln \sigma^2 - \frac{1}{\sigma^2} \sum_{n=1}^K \|\mathbf{X}_n - \mathbf{A}(\theta)\mathbf{S}_n\|^2 \quad (5-88)$$

式中， $C$  为常数， $K$  为每个阵元的快拍数。

下面对信号  $\mathbf{S}$  和噪声电平  $\sigma$  两个参数进行估计，得到

$$\hat{\mathbf{S}} = (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} (\mathbf{A}^H \mathbf{X}) \quad (5-89)$$

$$\hat{\sigma} = \sqrt{\frac{1}{MK} \sum_{n=1}^K \|\mathbf{X}_n - \mathbf{A}(\theta)\mathbf{S}_n\|^2} = \sqrt{\frac{1}{M} \text{tr} \left[ \mathbf{I} - \mathbf{A}(\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H \right] \mathbf{R}} \quad (5-90)$$

式中， $\mathbf{R}$  为阵列输出信号矢量的协方差矩阵，即  $\mathbf{R} = E[\mathbf{X}\mathbf{X}^H]$ ， $\text{tr}[\ ]$  为矩阵的迹算子， $\mathbf{I}$  为单位阵。

将估计值  $\hat{\mathbf{S}}$  和  $\hat{\sigma}$  代入似然比函数  $\Lambda$  中，得到

$$\Lambda = C - MK \ln F_L(\theta) \quad (5-91)$$

其中，

$$F_L(\theta) = \text{tr} \left[ \mathbf{I} - \mathbf{A}(\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H \right] \mathbf{R} \quad (5-92)$$

为使似然比函数取得最大值，应当寻找使  $F_L(\theta)$  达到最小的  $\theta$ ，作为信号到达角 DOA 的估计值。用数学式表示为

$$\theta_{\text{ML}} = \arg \min_{\theta} F_L(\theta) \quad (5-93)$$

因此，ML 算法的谱估计公式为

$$P_{\text{ML}} = \frac{1}{F_L(\theta)} \quad (5-94)$$

### 5.2.6 分析识别

前面阐述了认知防护通信系统对周围环境感知的方法，而通过感知获取环境信息之后，就要根据这些信息对环境进行识别评估，使感知数据成为具有电子战含义的有用信息。

在这一阶段最重要的任务是对环境中存在的干扰进行模式识别。模式识别是非常重要的一个环节，它的意义主要有两点：一是能够对当前数据进行提炼和升华，起到归纳总结的作用；二是在运动的时间维上，它可以为未来的环境走向评估提供很好的依据，最终融入灰度的模型中。

分析识别在总体上分为两个主要阶段：特征提取和分类。另外，先验知识是分析识别必要的前提和依据。下面首先介绍先验知识，然后分别对特征提取和分类进行介绍。

1. 先验知识

模式识别是人工智能的一个分支，是一种智能化的技术。然而，模式识别并不能凭空代替人脑思考。模式识别必然需要人直接或间接地为它灌输先验知识，这样模式识别才能有所依据。在认知防护通信系统中，建立先验知识库的意义在于为分析识别干扰信号提供先验知识资源。通过先验知识资源，可以建立识别过程中必需的标准模式、训练样本等，从而为模式识别做好铺垫。

知识在这里是指认知防护通信系统所需的有组织的通信干扰信号信息，具体包括各种干扰信号的带宽、频率变化规律、功率谱规律等，也可以是各种干扰机的干扰输出参数等。在情报充足的情况下，知识还能够包含敌方电子战装备的部署位置、机动路线信息等。同时，知识必须是结构化的，只有经过合理组织的结构化数据才有使用意义。例如，关于某型干扰机的知识按照情报深度的不同可以分别按图 5-19 和图 5-20 所示进行组织。

先验知识的灌输又称为知识的学习，学习主要包括两类：直接学习和训练。直接学习是指人工将知识下载到系统的存储单元中，其本质是固定的数据。训练是一种机器学习，是机器依靠经验获得知识、改善系统性能的过程。训练往往是基于样例的，在对样例的判决和对照中不断完善自身。最为典型的学习方式是 BP(Back-Propagation)神经网络学习。BP 神经网络学习的主体思路就是利用网络输出与样例真值之间的误差值通过不断对神经网络权值进行修正，直至误差小到一定值，此时的状态称为网络适应样例或收敛。

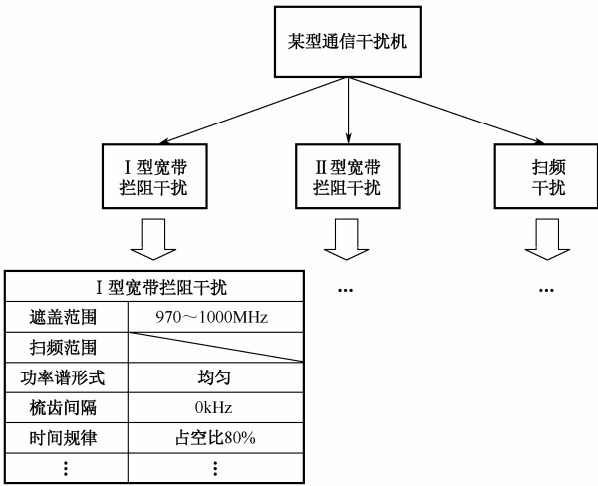


图 5-19 简单情报下的知识结构

2. 特征提取

特征提取的目的是把感知模块获得的原始数据转化为描述性的特征矢量。其中，特征量的选择是首要问题。在雷达电子战的侦察系统中，普遍采用脉冲描述字 PDW 作为特征矢量，来对对象进行描述。PDW 主要包括经典的五大参数，即信号到达角 DOA、载频  $f_c$ 、脉宽 PW、到达时间 TOA 和脉幅  $A$ 。由于认知防护通信系统所感知的对象范围广泛，环境变化剧烈，不像雷达电子战的侦察系统有比较确定的侦察对象（雷达），要为其定义一个固定不变的特征矢量非常困难。这里研究的重点在于选择特征矢量的方法。

假设特征矢量为  $\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_N]$ ， $\mathbf{x}$  中的每一个元素代表一个特征。这些特征的选取将

对识别的效果和效率产生重要的影响。一个容易想到的基本原则就是选取那些在不同干扰模式中能够反映出良好差异性的特征，同时尽量降低  $x$  的维数。

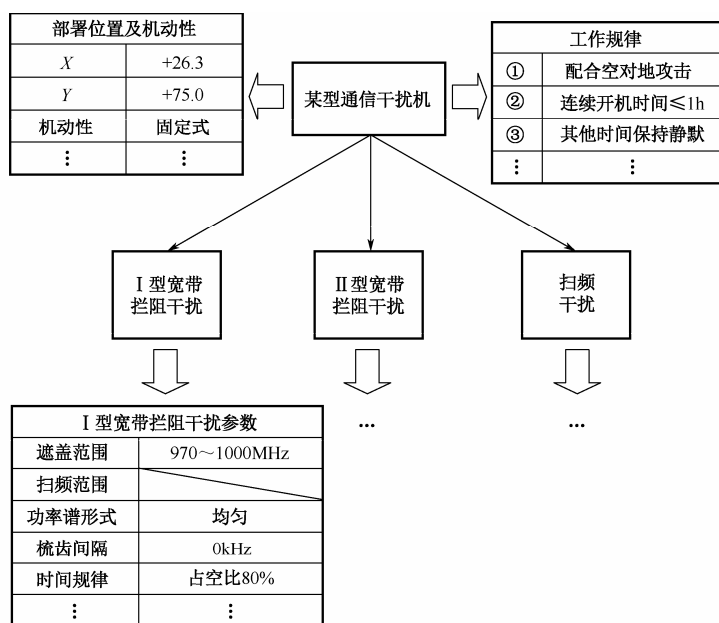


图 5-20 详细(深入)情报下的知识结构

有两种方法<sup>[12]</sup>可以达到降低特征矢量维数的目的，分别称为特征选择和特征提取。特征选择是一种直接的降维方式，其主要思想是辨认那些对类别分离无贡献或贡献不大的特征，简单地忽略多余的和不相干的特征，并在所有特征量的集合中挑选一部分元素，作为特征矢量的元素。特征提取是一种间接的降维方式，其主要思想是通过某种变换，将全部的特征量映射到一个较低维的特征空间。两种方法的基本原理如图 5-21 所示。另外，特征提取的一个必要工作是对所用特征进行合理的评判。

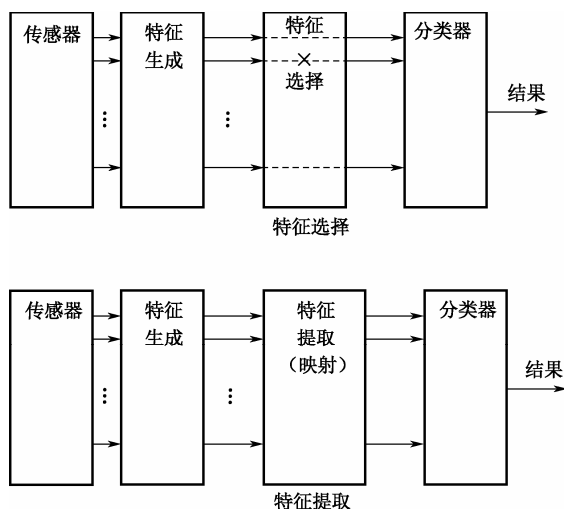


图 5-21 特征选择和特征提取

下面介绍常用的特征矢量评判准则。最为直观的是直接错误率准则。该准则的直接目的是使错误概率达到最小。在一个特征候选集  $\xi = [\xi_1, \xi_2, \dots, \xi_n]$  所定义的  $n$  维特征空间中，典型的贝叶斯最小错误概率决策方式为：若  $P(\omega_j | \xi) = \max_i P(\omega_i | \xi)$ ，则  $\xi \in \omega_j$ ，其中  $\omega$  表示模式。它的含义是在给定的特征条件下，如果模式  $\omega_j$  在所有模式中的概率最大，那么就认为  $\xi$  属于该模式。它的实质是利用概率论中的贝叶斯准则来计算后验概率，并以此为依据进行判决。该决策方式的分类错误概率为

$$e = \int [1 - \max_i P(\omega_i | \xi)] p(\xi) d\xi \quad (5-95)$$

一般情况下，该误差较难计算。

另一种评判准则是概率距离准则。这里主要介绍两种类别情况下的概率距离准则。定义概率距离如下：

$$J(x) = \int f[p(\xi | \omega_i), P(\omega_i), (i=1, 2)] d\xi \quad (5-96)$$

式中， $J(x)$  满足当  $p(\xi | \omega_1)$  与  $p(\xi | \omega_2)$  相近（即使用  $\xi$  不能明显地区分两种模式）时， $J(x)$  的值较小；当  $p(\xi | \omega_1)$  与  $p(\xi | \omega_2)$  相差较大（即使用  $\xi$  能够较好地区分两种模式）时， $J(x)$  的值较大。特别地，当  $p(\xi | \omega_1)$  与  $p(\xi | \omega_2)$  完全重合时， $J(x) = 0$ 。

根据函数  $f$  的不同形式，有多种常用的概率距离<sup>[12]</sup>，主要包括：

(1) Kullback 距离

$$J_D = \int [p(\xi | \omega_1) - p(\xi | \omega_2)] \ln \frac{p(\xi | \omega_1)}{p(\xi | \omega_2)} d\xi \quad (5-97)$$

(2) Patrick-Fisher 距离

$$J_P = \left\{ \int [p(\xi | \omega_1) - p(\xi | \omega_2)]^2 d\xi \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (5-98)$$

(3) 平均 Kullback 距离

$$\bar{J}_D = \int [p(\xi | \omega_1)P(\omega_1) - p(\xi | \omega_2)P(\omega_2)] \ln \frac{p(\xi | \omega_1)P(\omega_1)}{p(\xi | \omega_2)P(\omega_2)} d\xi \quad (5-99)$$

(4) 平均 Patrick-Fisher 距离

$$\bar{J}_P = \left\{ \int [p(\xi | \omega_1)P(\omega_1) - p(\xi | \omega_2)P(\omega_2)]^2 d\xi \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (5-100)$$

其他的特征评判准则还包括熵准则和类内、类间距离准则等。熵准则的主要思想是根据信息论原理，利用不确定性（熵）来评价分类的合理性。类内、类间距离准则易于计算实现，目前应用较多。

基于以上各种方法得出的评价指标  $J$ ，利用穷举法（搜索法）就能选择出最合理的特征矢量元素，即特征选择。在这个过程中，庞大的计算量是特征选择面临的首要挑战。分枝定界搜索算法是一种高效的优化算法。在特征选择准则函数  $J(x)$  满足单调性时，就能使用该算法对搜索过程进行简化。所谓单调性是指对于具有如下包含关系的特征集

$$\mathbf{x}_{(1)} \subset \mathbf{x}_{(2)} \subset \cdots \subset \mathbf{x}_{(m)} \quad (5-101)$$

必有

$$J(\mathbf{x}_{(1)}) \quad J(\mathbf{x}_{(2)}) \quad \cdots \quad J(\mathbf{x}_{(m)}) \quad (5-102)$$

式中,  $\mathbf{x}_{(i)}$  表示含有  $i$  个特征值的特征集。

根据特征集之间的包含与被包含关系, 可以将各特征集以树的结构组织起来, 如图 5-22 所示。

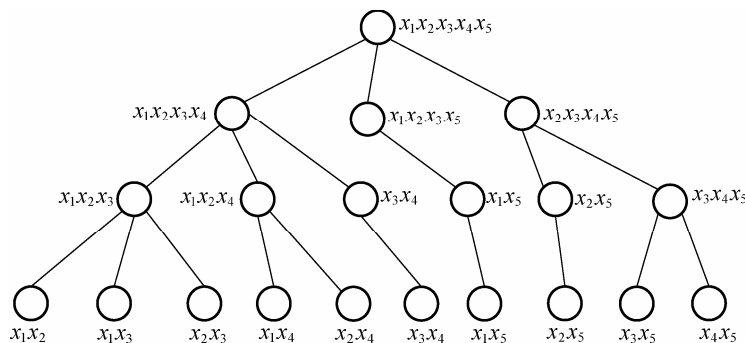


图 5-22 分枝定界搜索算法

在图示的树结构中, 最上方的节点称为根, 最下方的节点称为叶。假设从叶入手进行搜索, 并以该叶代表特征集的特征选择准则函数值作为初值  $J_0$ 。每搜索至一个节点, 都将该节点的特征选择准则函数值与  $J_0$  进行比较。若  $J_0$  较小, 则以该节点的准则函数值对  $J_0$  重新赋值。根据函数的单调性, 若在搜索过程中遇到比  $J_0$  小的节点, 那么就无需对其下的子节点再进行搜索。因此, 分枝定界搜索法的优势在于可以依据单调性有效地避免不必要的数值比较, 从而大大提高算法效率。

另一种特征矢量降维方法是特征提取。特征提取的本质是通过映射

$$\mathbf{x} = A(\mathbf{x}_0) \quad (5-103)$$

保留、整合重要的描述信息, 筛除无关信息, 实现降维。这里算子  $A(\cdot)$  实际上是一个  $m \times n$  维矩阵,  $m$  和  $n$  分别为待提取矢量  $\mathbf{x}_0$  和特征矢量  $\mathbf{x}$  的维数。那么, 映射就可以写成矩阵的形式:

$$\mathbf{x} = A^T \mathbf{x}_0 \quad (5-104)$$

通常借助对  $\mathbf{x}_0$  的正交变换来确定矩阵  $A$ 。Karhunen-Loeve (K-L) 变换是较为常用的正交变换方式, 能够突出矢量的差异性, 适用于模式特征的提取。其具体展开及提取过程可以参照参考文献[12]。

### 3. 识别分类

在特征矢量确定下来之后, 就要根据获取的特征样本和先验知识对样本的模式进行识别了。识别的核心是通过特征矢量元素的运算和比较, 将样本归入已知模式中的某一类。采用统计学原理进行分类的方式称为统计模式识别, 它是最常用、也是最为直观的模式识别方式。

统计模式识别中最基本的方法是基于距离的分类。

“距离”的概念来自于现实中的一维、二维及三维空间。然而，正如前文关于特征评判准则中所定义的各种概率距离一样，“距离”的概念可以被推广到各种多维空间中，用来作为衡量相似度的一种工具。距离本身也可以有多种定义形式，其中使用较多的是范数所定义的距离，即

$$d(x, y) = \|x - y\| = \sqrt{\langle x - y, x - y \rangle} \quad (5-105)$$

式中， $\| \cdot \|$  表示范数， $\langle \cdot \rangle$  表示内积。

在特征空间中，一个确定的特征矢量就是一个确定的点。点与点之间的距离越近，相应的模式就越相似。这样，就利用距离对相似度进行了定量的表示。根据距离计算的参考点的不同，距离分类可以分为标准点距离法、样例均值距离法以及样例最近距离法。

在标准点距离法中，计算距离的参考点是对模式  $\omega_1, \omega_2, \omega_3, \dots, \omega_k$  预先给定的标准模式  $M_1, M_2, M_3, \dots, M_k$ 。于是，对于待识模式  $X$ ，设其与标准模式  $M_i$  间的距离为  $d(X, M_i)$ ，则分类规则为

$$d(X, M_j) = \min d(X, M_i) \Rightarrow X \in \omega_j, i=1, 2, \dots, k \quad (5-106)$$

在样例均值距离法中，对于模式  $\omega_1, \omega_2, \omega_3, \dots, \omega_k$  并没有预先确定的标准模式，其参考量来自于训练过程中的样例。在前述的训练过程中，各模式类别下包含着一些样例，它们都是确定的矢量，样例均值距离法就是利用这些确定矢量去代替标准模式进行模式识别。待识模式  $X$  与模式  $\omega_i$  的样例均值距离定义为  $X$  与属于模式  $\omega_i$  的所有样例之间距离的平均值，即

$$d(X, \omega_i) = \frac{1}{N_i} \sum_{n=1}^{N_i} d(X, M'_{in}) \quad (5-107)$$

式中， $M'_{in}$  为模式  $\omega_i$  下的第  $n$  个样例， $N_i$  为模式  $\omega_i$  下的样例总数。分类规则为

$$d(X, \omega_j) = \min d(X, \omega_i) \Rightarrow X \in \omega_j, i=1, 2, \dots, k \quad (5-108)$$

样例最近距离法与样例均值距离法类似，同样基于训练样例来进行分类。不同之处在于待识模式  $X$  与模式  $\omega_i$  的样例均值距离定义为  $X$  与属于模式  $\omega_i$  的所有样例之间距离的最小值，即

$$d(X, \omega_i) = \min d(X, M'_{in}) \quad (5-109)$$

分类规则为

$$d(X, \omega_j) = \min d(X, \omega_i) \Rightarrow X \in \omega_j, i=1, 2, \dots, k \quad (5-110)$$

除了基于距离的分类之外，划界分类和概率分类也是经典的模式识别方法。一个模式类，表现在特征空间里，就成为了一个点集。那么，通过恰当地构造不同模式类之间的分界线或分界面，就可以将整个空间划分为若干个模式类区域。在进行模式识别时，待识模式所处的区域就被认为是它的模式。这种方法的关键就是构造合理的分界线或分界面函数。概率分类主要以错判概率达到最小为目的，根据概率论中的贝叶斯公式对先验和后验概率进行转换，得出待识模式所属类别。前文在特征评判准则中的直接错误率准则里就利用了它，其主要思想是对于待识模式  $X$ ，认为  $X$  属于在已知  $X$  条件下后验概率最大的模式类。

以上的统计模式识别方法均默认特征矢量的各分量处于同等地位。然而,在实际应用中,各分量的重要性并不能保证完全一致。在特定的场合,我们可能更加关心其中的一部分分量,那么,就要对这些识别方法进行恰当的修正。为此引入表示重要性的权值,参考文献[13]中提出了一种加入权值因子进行模板匹配识别的模型,即染色阵模型<sup>[13]</sup>,下面进行简要介绍。

在对干扰信号的识别中,考虑以载波频率( $f_c$ )、带宽(BW)、梳齿间隔(CG)、扫频周期( $T_s$ )、调制方式(MF)和峰值因数(CF)六大参数作为模式识别所依据的特征。这六大参数的重要性不尽相同,其中载波频率( $f_c$ )和调制方式(MF)尤其重要。为方便表示,令参数空间  $A = \{f_c, BW, CG, T_s, MF, CF\}$ 。

分别以六组透明方块代表六个参数,构成方块阵  $B = \{b_{ij}\}$ ,如图 5-23 所示。其中,方块  $b_{ij}$  代表先验知识库中各第  $j$  种已知信号在第  $i$  个参数上的值。

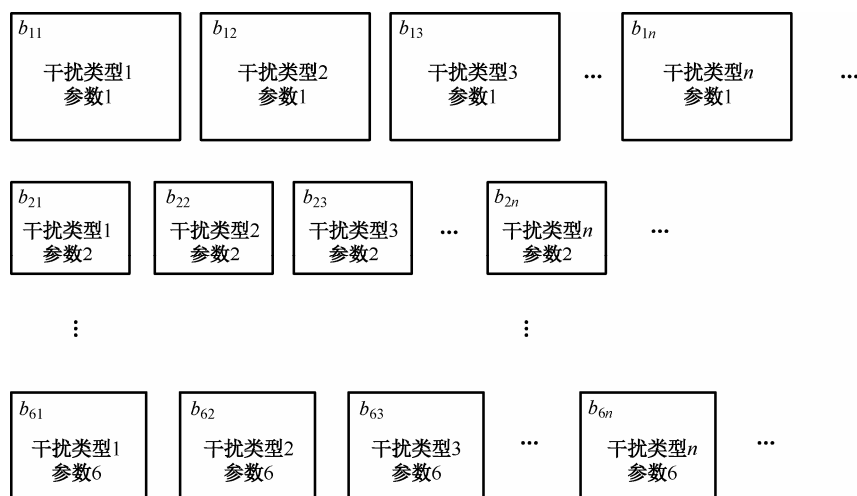


图 5-23 方块阵

为体现出不同参数的重要性不同,在方块的面积上做出区分,计  $b_{ij}$  的面积为  $s_{ij}$ 。例如,载波频率( $f_c$ )这个参数很重要,必须重点考虑,可以看出第一组方块的面积较大。

认知无线电前端感知到空间中某一干扰信号  $s_{jam}$ ,其相关数据经过预处理,得到  $s_{jam}$  的六大参数  $X = \{f_c, BW, CG, T_s, MF, CF\}$ ,将  $X$  的各个元素放到方块阵中与各方块所代表的参数值逐列比较。如果两者匹配,就把该方块染上色。令染色阵  $C = \{c_{ij}\}$ ,当方块  $b_{ij}$  被染色时,对应地将  $c_{ij}$  由 0 改写为 1,如图 5-24 所示。

计算方块阵中每一列有色方块的面积和  $S_j$  :

$$S_j = \sum_i s_{ij} \times c_{ij} \quad (5-111)$$

在  $S_1, S_2, S_3, \dots, S_N$  中,最大数值所对应的列就作为识别结果,即

$$S_k = \max\{S_1, S_2, \dots, S_N\} \Rightarrow s_{jam} = \omega_k \quad (5-112)$$

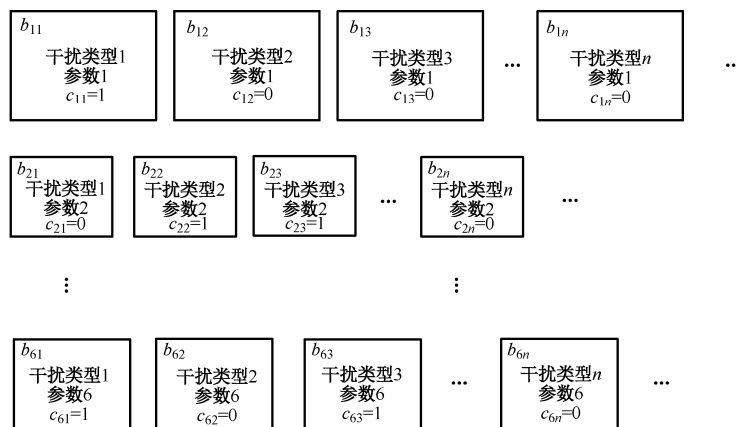


图 5-24 染色阵

## 5.2.7 决策机制

决策是认知能力的又一重要体现，其目的是形成针对当前信号环境的通信调整策略。从系统总体结构来看，感知到的干扰信号经过识别后服务于决策过程。在实际应用中，由于各种原因，可能存在无法识别的信号，因此静态的决策机制并不能很好地适应战场环境。完善的决策机制应当同时具备静态和动态决策的能力。

### 1. 静态决策

静态决策是指决策机制不会随着时间而改变，它主要基于直接学习得到的知识。静态决策

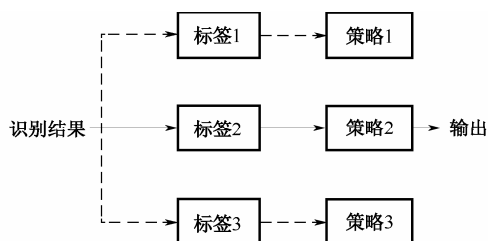


图 5-25 静态决策

的基本过程是根据分析识别的结果，选择预先设定的与识别结果对应的策略。也就是说，静态决策是一种根据标签找内容的读出过程，如图 5-25 所示。在静态决策中，关键的部分就是为每一种干扰信号制定科学合理的防护决策，这一工作往往是在战前人工完成的。

制定决策的首要依据是基本的电子战原理。

在电子战中，电子进攻行动要想发挥作用必须遵循“三个对准”和“一个压制”，即在时间、频率和方向上对准被干扰目标，同时在能量上一定要能够压制住目标的正常工作（使通信系统、雷达系统的接收端信噪比下降到一定程度）。

因此，作为防护方，就一定要在时、频、空三个域上避开干扰信号。从理论上来说这一点并没有太大的问题，因为干扰机要做到这三个域的完全覆盖几乎不可能。然而，在实际作战过程中，通信系统降低的传输时长、传输带宽以及天线波束等性能，必然会使系统的使用效能受到损失。从中可以看出，决策的重点是在自身使用效能和防护效果两者之间寻找合适的平衡点。

静态决策的好处是速度快，它利用了战前的大量时间换取了战时的快速反应。静态决策的策略都固化地存储在系统的存储单元中，使用时不需要进行现场的分析与计算。因此，静态决策具有良好的实用性，特别是在敌方干扰设备比较简单、干扰手段比较单一的情



况下,静态决策能够发挥出最佳的性能。

## 2. 动态知识库

系统在战前存储的固定知识数据经过组织形成了静态知识库。但是,由于战场的多边性,战前掌握的知识数据并不总能与战时实际的环境相符。因此,一个能够以认知方式适应环境的通信系统必须实时掌握当前环境数据,并以当前样本及时对原有的先验知识库进行增补。我们将这种实时更新的知识结构称为动态知识库。

建立动态知识库的直接应对目标是在战场上新出现的干扰信号,这一点非常符合实际。在平时或战时,敌对双方总会隐藏一些有用的装备,或是在确定的电子设备上隐藏某些工作频段、工作模式,留作关键时刻使用。战场上总是能发现事先没有掌握的全新电磁信号。对于这一类通信干扰,如果通信系统仍然以静态的知识作为决策依据,就不能有效地适应新环境。动态知识库通过机器学习的方式,不断记录环境历史,从中提取出可以成为知识的有用信息,添加到知识库中。在现实的系统中,这种由过去一直积累到现在的系统是最能适应当前环境的。

## 3. 动态决策

动态决策是紧随动态知识库提出的。有了实时更新的干扰数据,就必然需要与这些数据相对应的防护策略。策略的形成可以有三种方式:一是根据现有模型进行计算;二是建立新的模型然后计算;三是利用专门的针对新干扰的快速模型进行计算。

在智能决策的一般应用中,第二种方式是较为合理的途径,但明显不适应战场快速反应的需求。第一种方式,即根据现有模型计算比较迅速,同时也有一定的合理性。若新干扰信号的产生机理与知识库中已有干扰的产生机理相似,则利用现有模型计算能够得到较好的调整策略。然而,当存在新的干扰形式,尤其是存在新型的干扰机时,这种方式则不再具有良好的稳健性。第三种方式在理论上兼顾了反应速度和策略的合理性,但是要建立一个对未知环境有强大适应性的抗干扰模型是一个严峻的挑战。就算能够建立,那么这个模型的复杂度会很高,且计算量庞大,对反应速度将造成不利影响。

静态决策与动态决策相结合是认知防护通信系统的基本决策机制,动态的知识库是动态决策的依据;另一方面,动态决策所形成的策略将输出至动态的知识库中作为先验知识,它们的关系如图 5-26 所示。

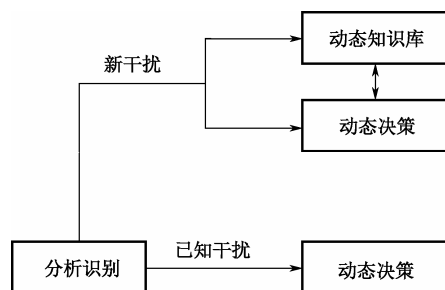


图 5-26 决策机制

## 5.2.8 自适应调整

按照认知防护通信系统的要求,系统的通信功能部分应当能够在决策控制信号的控制下进行通信方式、传输参数等的调整。也就是说,通信部分必须具有大范围内的智能调整能力。传统的固定模式通信无法满足这一点,软件无线电是必然的选择。宽带智能天线和 DSP 是软件无线电的关键技术,同时,这两者更是关乎通信系统工作效能、战场生存能力、战场适应能力以及反应能力的重要技术。下面首先介绍软件无线电的基本概念,然后分别对认知防护通信系统中的宽带智能天线和 DSP 技术进行阐述。

## 1. 软件无线电的基本概念

软件无线电 (Software Radio, SR) 的概念是在 1992 年由 Joe. Mitola 提出的。软件无线电将硬件系统作为无线电通信的基本平台, 在此平台上把尽可能多的无线电通信功能与个人通信及其他通信业务通过各种不同软件的运行来实现。它通过一种通用化硬件平台把系统的业务运行从长期依赖于固定线路特性的方式中解脱出来, 将对不同通信系统新产品的开发更多地转移到相应软件的开发与设计上来。这是继模拟到数字, 固定到移动通信之后, 在无线电通信领域内出现的又一次重大技术突破。

软件无线电的基本思想是实现无线通信的完全数字化、完全可编程, 简化通信系统的升级、扩充以及模块化过程。软件无线电力图从通信系统的基带信号直至中频、射频段进行数字化处理。同时, 它通过一种通用的硬件平台, 将通信的各种功能实现完全由相应软件运行来完成, 主要包括: 宽频段内的可编程的信道调制方式、可编程的射频与中频频段、可编程的信道解调方式、信源编码、解码方式等。由于软件无线电通信系统的功能更多体现在软件上, 因此, 系统的升级只需改变相应的软件, 即对软件进行升级即可。从这点上来看, 它比传统的对硬件电路的设计和改进更加快捷。另外, 利用软件无线电的基本思想, 对现行的通信系统均可实行模块化设计, 模块的物理及电气接口性能指标符合统一、开放的标准。通过更换单一的模块, 可以维护或提高系统的性能, 也便于系统间的复用。

理想的软件无线电台结构如图 5-27 所示。从结构上来看, 理想的软件无线电台主要包括: 电源、天线、多频段射频转换器、宽带 A/D/A 转换器、可编程高速 DSP 及通用处理器和存储器的专用芯片。从图中可以看出, 理想的软件无线电系统中的 A/D/A 转换器已相当靠近天线, 从而能够对高频信号进行数字化处理, 这也是它与常用的数字通信系统的根本区别。软件无线电的可编程性比较宽, 它包括可编程的 RF 频段、信道访问模式及信道调制解调方式等。通常要求系统能够覆盖 2MHz ~ 2GHz 的频带。然而, 这种理想的软件无线电台在现有的实际工程设计中还难以实现。这是因为目前的高速 DSP 芯片、A/D/A 转换芯片的处理能力还未达到理想软件无线电所要求的射频段数字化的能力。因此, 在实用的软件无线电结构中, 采取了一种折中的方案, 即实际的软件无线电结构。

中频数字化的软件无线电系统结构是目前较为通用的软件无线电系统结构, 如图 5-28 所示。实际的软件无线电系统结构包括: 电源、天线、多频段射频变换器、A/D 及 D/A 转换器的芯片以及片上的通用处理器、存储器等。该系统也能实现各种常用无线电系统功能和一些相应的接口功能。在这种实用的软件无线电结构中, 为了满足现有 DSP 处理器的功能, 系统的 A/D 及 D/A 转换器只是尽可能向 RF 端靠近, 由基带移至中频, 对整个中频系统进行采样。这样也可以尽可能早地将接收到的模拟信号数字化, 从而使信号的产生、调制、解调、编码、解码等功能均可通过通用可编程 DSP 等器件完成。这就使得软件无线电可以通过运行不同的算法来实现不同的通信业务功能。

软件无线电的优越性能, 决定了它在军事领域必然有着广泛的应用。特别是在各军兵种通信协同中, 软件无线电能够体现出很好的系统间兼容能力。近年来, 各国相继研发出了各种新型的软件无线电台并已投入使用。软件无线电在思想和应用上的先进性毋庸置疑。这里考虑将软件无线电的先进自调整能力充分运用到通信电子防护功能中。对于认知防护通信系统而言, 最关键的软件无线电技术莫过于宽带智能天线和 DSP。

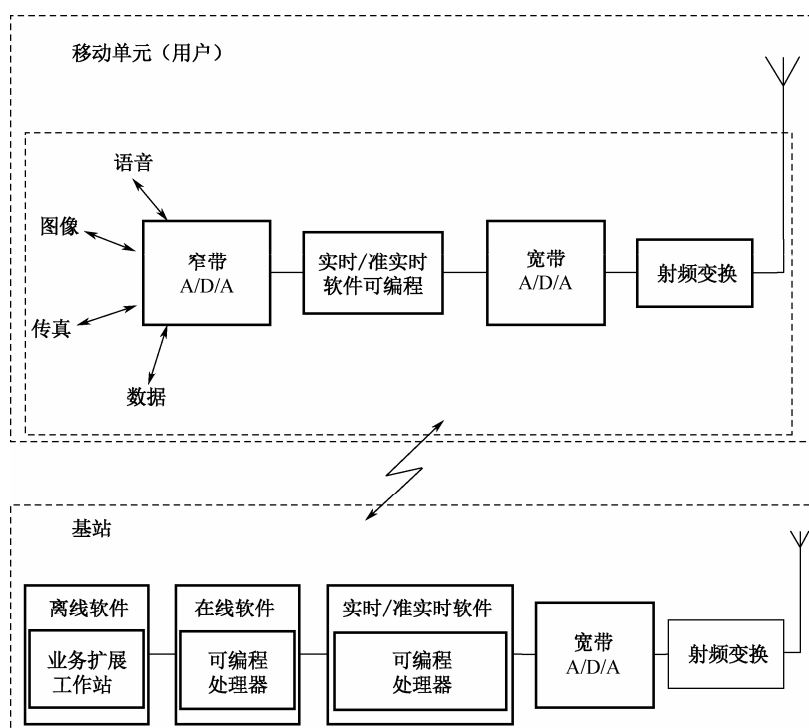


图 5-27 理想软件无线电台结构

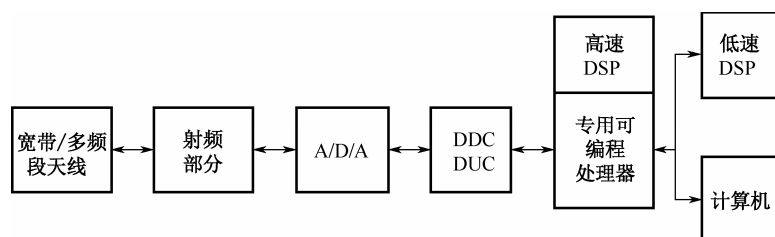


图 5-28 中频数字化的软件无线电结构

## 2. 宽带智能天线

宽带智能天线对于认知防护通信系统来说具有重要的意义。天线的带宽越宽，就能够为系统提供越丰富的抗干扰资源。天线的智能化可以使系统在频域和空域上具备更加灵活的调整适应能力。同时，宽带智能天线可兼容各种无线电通信制式，对于战场不同系统间的互联也十分有利。

宽带智能天线的频率覆盖范围通常要求为  $2\text{MHz} \sim 2\text{GHz}$ 。认知防护通信系统抗干扰通常采取的频域措施是频带转移，即在宽广的频率范围内实时搜寻最理想的频带进行通信。智能天线是在常用自适应天线的基础上发展起来的，它的基本思想是在发射信号时，智能天线可以分别发射多个高增益的动态波束以跟踪多个期望用户；在接收信号时，来自目标反向窄波束以外的信号被抑制。这一点与前面部分的对空间干扰信号的方位感知相结合，可以起到良好的抗干扰效果。另外，阵列信号处理技术是智能天线的重要基础。阵列信号处理大致上可以分为两部分：空间谱估计和自适应阵列处理。其中空间谱估计主要解决对空间信号的测向

问题，前文中关于方位的感知问题就用到了空间谱估计的各种典型算法。对智能的通信天线来说，运用的则是自适应阵列处理技术。自适应阵列处理的目的主要是优化天线方向图，使其达到对环境的最佳适应，其实质是空间自适应滤波。

自适应滤波可以应用在时域、空域及空时滤波中，三方面应用的理论基础是一致的，但实现结构不同。空域的自适应滤波的主要是在阵列处理中实现的，主要依据三大准则来确定阵列权矢量，即最小均方误差准则（MMSE）、最大输出信干噪比准则（SINR）及最小噪声方差准则（MNV）。在理想情况下，这三种准则均可等效为维纳滤波器（Wiener Filter），其结构如图 5-29 所示。

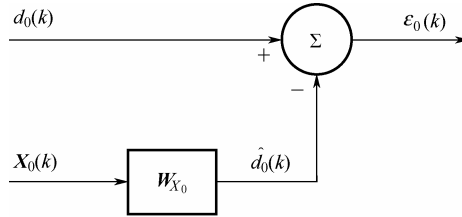


图 5-29 维纳滤波器的结构

在图 5-29 所示的结构中， $d_0(k)$  为参考信号， $X_0(k)$  为阵列接收信号矢量， $W_{X_0}$  为自适应权矢量， $\hat{d}_0(k)$  为参考信号的估计值， $\varepsilon_0(k)$  为误差信号。在最小均方误差准则下，可解得自适应权矢量为

$$W_{X_0} = R_{X_0}^{-1} r_{X_0 d_0} \quad (5-113)$$

式中， $R_{X_0}$  为  $X_0(k)$  的自相关矩阵， $r_{X_0 d_0}$  为  $X_0(k)$  与  $d_0(k)$  的互相关矩阵。上式称为维纳解。从维纳解的数学结构可以看出： $X_0(k)$  和  $d_0(k)$  只能对消掉彼此相关的信号分量，这也是自适应信号处理的本质所在，即通过自学习（训练）得到自适应权，再把自适应权应用于后续信号的加权滤波<sup>[16]</sup>。

由于维纳滤波器是一个先学习再应用的过程，因此必然要考虑的一个问题是学习时间的安排。在雷达系统中，往往利用脉冲间歇期来进行学习，获得自适应权。在认知防护通信系统中，学习由认知防护模块专门进行，无须时分复用，自适应权主要由决策模块给出。具体地说，感知模块测得干扰信号方向，根据输入决策模块中预先植入的滤波算法模型，计算出通信天线权矢量并转换为硬件控制信号。控制信号作用于天线阵列，控制波束形状。

### 3. DSP 技术

即使在实际的软件无线电系统中，除了高频滤波，前置低噪声高频小信号放大，高频至中频的变换，以及末级功率放大为模拟方式外，系统的其他功能均利用 DSP 器件通过软件编程来实现。因此，软件无线电的系统性能在很大程度上依赖于其 DSP 的处理速度。同时，DSP 的处理速度也成为了限制其发展的一个主要障碍。

在实际的软件无线电系统中，经系统前端的 A/D 转换后，接着就需要完成数字下变频（DDC）过程，它包括数字下变频、滤波和二次采样的过程，是系统中所需进行数字处理运算量最大的部分。通常情况下，为了较好地进行滤波等处理，需要在每个采样点进行 100 次

操作运算。例如,在实用的软件无线电系统中假设一种系统带宽为 10MHz,根据采样定律并考虑系统中其他实际情况,采样速率要大于 25MHz,则需相应的 DSP 具有 2500MIPS 的运算能力。一般考虑采用多个 DSP 协同工作,以完成中频数字化的软件无线电系统的前端信号处理工作。下面对几种 DSP 方案进行介绍。

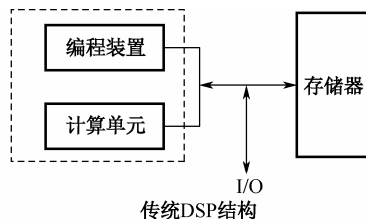
### (1) 多重并行处理机制

常用的做法是在同一块芯片上集成普通的 CPU 及专用的 DSP。若系统是实时处理的,则数据必须在 DSP 输入/输出,这又会导致其 I/O 瓶颈效应。因此,DSP 应当能够更快地进行数据存取。而存储器的存取速度越快,系统成本就越高。为打破系统的瓶颈效应,可以考虑一个典型的系统,它具有四条并行的总线。在每个周期操作中,一条是读指令,两条是操作数读取,一条是 I/O。

### (2) 片内、片外存储器

在实际的软件无线电电路结构中,通常需要大量的存储器,那么上述的瓶颈问题将会更加严重。普通存储器一般是按照冯·诺依曼结构来设计的,每个周期只进行一次数据存取,这给 DSP 器件设计留下了潜在的总线瓶颈问题。若遇到系统要处理的数据流更大的情况,就必须用更快的存储器来缓解其瓶颈冲突。

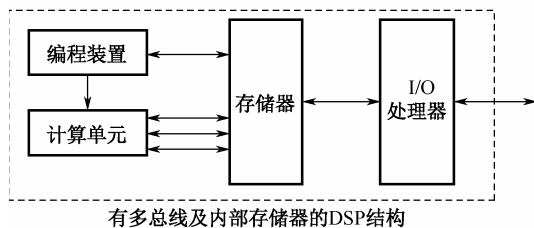
为解决这个问题,理想的 DSP 集成了片内的存储器,它允许编程装置、外部 I/O 及该单元的所有部分在单周期内同时进行数据存取(实际上,在某些情况下,每周还可进行二次数据存取)。如图 5-30 所示对这两种结构的 DSP 进行了比较。



传统DSP结构

### (3) FPGA 方案

参考文献[14]阐述了现场可编程门阵列(FPGA, Field Programmable Gate Array)在软件无线电中的运用问题。使用 FPGA 可以充分利用 FPGA 中电路的并行性,如使用并行乘法算法或者分布式算法,它的速度就比 DSP 快。而且,对于像数字信号处理中最常用的滤波器运算,用 FPGA 可以设计为多个 MAC 的并行运算,滤波器的运算速度与阶数无关,可以大大提高滤波器的运算速度<sup>[15]</sup>。



有多总线及内部存储器的DSP结构

图 5-30 两种 DSP 结构的比较

## 参考文献

- [1] 周贤伟,王建萍,王春江. 认知无线电. 北京:国防工业出版社,2008.
- [2] 赵树杰,赵建勋. 信号检测与估计理论. 北京:清华大学出版社,2005.
- [3] Ghozzi Mohamed, Marx Francois, Dohler Mischa, Palicot Jacques. Cyclostationarily-Based Test for Detection of Vacant Frequency Bands. *International Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications*, 2006. 1st.

- [4] 唐向宏, 李齐良. 时频分析与小波变换. 北京: 科学出版社, 2008.
- [5] Ralph O. Schmidt, Multiple emitter location and signal parameter estimation. *IEEE Trans. on AP*, 1986, 34(3):276~280.
- [6] Kwang-cheng chen, Ramjee Prasad. 认知无线网络. 许方敏, 李虎生译. 北京: 机械工业出版社, 2011.
- [7] 王永良, 陈辉, 彭应宁, 万群. 空间谱估计理论与算法. 北京: 清华大学出版社, 2004.
- [8] Hamid Krim, Mats Viberg, Two decades of array signal processing research. *IEEE Signal Processing Magazine*, 1996, 13(4):67~94.
- [9] Hirotugu Akaike, A new look at the statistical model identification. *IEEE Trans. on AC*, 1974, 19(6):716~723.
- [10] Jorma Rissanen, Modeling by shortest data description. *Automatica*, 1978, 14:465~471.
- [11] Gilles Schwartz. Estimation the dimension of a model. *Ann. Stat*, 1978, 6:461~464.
- [12] 温熙森. 模式识别与状态监控. 北京: 科学出版社, 2007.
- [13] 陈功. 认知无线电在通信电子进攻中的应用. 武汉: 空军预警学院, 2012.
- [14] Mark Cummings, Shinichiro Haruyama, FGPA in the Software Radio. *IEEE Communications Magazine*, 1999, (2):108~112.
- [15] 钮心忻, 杨义先. 软件无线电技术与应用. 北京: 北京邮电大学出版社, 2000.
- [16] 王永良, 丁前军, 李荣峰. 自适应阵列处理. 北京: 清华大学出版社, 2009.
- [17] Jeffrey H. Reed. 软件无线电——无线电工程的现代方法. 陈强, 等译. 北京: 人民邮电出版社, 2004.
- [18] Joseph Mitola. *Software Radio Architecture*. John Wiley & Sons, 2000.
- [19] 杨小牛, 楼才义, 徐建良. 软件无线电原理与应用. 北京: 电子工业出版社, 2001.
- [20] Jean Morlet, et al., Wave propagation and sampling theory and complex waves. *Geophysics*, 1982, 47(2):801~813.
- [21] Alex Grossman, Jean Morlet, Decomposition of Hardy functions into square integrable wavelets of cinstant shape. *SIMA J. Math. Anal.* 1984, 15:723~736.

## 第6章 认知无线电在通信电子支援中的应用

通信电子支援在通信电子战中扮演着重要的角色，电子支援措施能够对电子进攻和电子防护提供信息和情报支援。目前常用的通信电子支援措施主要有战略级支援和战术级支援两类。战略级支援是通过对敌方无线电通信长期或定期的监视，详细搜集和积累有关敌方无线电通信的情报。在此基础之上，战略级支援还应包括建立并及时更新敌方指挥控制通信系统的情报数据库，评估敌方通信现状及未来走向，最终为通信电子战作战计划的制定以及相关对策的研究提供依据。战术级支援则是对敌方无线电通信信号进行实时搜索、截获，并对其特征参数进行测量、分析，识别目标电台，提供电子进攻或防护的有关战术情报。战略级支援和战术级支援的区别主要体现在时间上，一是行动时间不同，二是反应时间的要求不同。战略级支援主要在平时和战时进行，是一个长期的过程，对实时性要求相对较低。战术级支援主要在战役和战斗的过程中进行，对实时性要求很高，在某些情况下，战术电子支援的速度直接影响着电子战行动的成败。另外，在行动目标上，战略级支援的目的主要是获取敌方通信的规律性情报，往往要经过较为复杂的数据融合和人工情报研判过程，层级较高；战术级支援的目的主要是敌方通信的技战术信息，数据处理过程较为简单，多为自动完成，层级较低。

简要说，战略级支援对认知性的要求较高，而战术级支援则对实时性的要求较高。从这一点上来看，认识无线电是完全符合通信电子支援要求的。本章主要探讨认知方案在电子战支援认知性和实时性等方面的应用问题。

### 6.1 侦察性能

在通信电子战中，感知模块的侦察性能对于通信电子支援至关重要。作为通信技术发展中的新阶段，认知无线电的特点之一就是感知(侦察)性能好。本节分别从频域、时域、空域三个角度分析电子侦察的认知化能力。

#### 6.1.1 频域侦察能力

频域信息是对描述敌方通信系统具有重要意义的键信息。在通信电子侦察行动中，通信电子侦察设备截获空间中存在的通信信号，并对其调制样式、频带宽度、信号频率等进行分析，从而能够得到电台的工作方式、类型及相关技战术参数，为更高层的情报服务。这里主要从接收能力和分析能力两方面研究频域侦察性能。

##### 1. 接收能力

接收能力是指通信电子支援设备对空间中存在的通信信号的捕捉能力，它的技术重点在

于天线及射频前端的覆盖范围。准确地说,接收能力主要受到天线及前端的潜在覆盖范围影响。考虑对多种目标信号的良好接收,理想的侦察前端应该在一个足够宽的频率范围内都有较好的信号响应。然而,实际上的侦察接收设备通常要考虑空间中同时存在的大量无关信号对侦察接收前端的不利影响,因此,时时刻刻保持频域宽开显然是不合理的。一般的方案是减小瞬时侦察带宽,同时提升侦察窗口的时间灵活性。扫频搜索式超外差侦察接收机就是基于这个原理实现的。在这种接收机中,侦察窗口的运动间接受到压控振荡器(VCO)的控制,而作用于VCO的电压信号则是线性变化或阶梯变化的。在一定扫频速度下,这种接收机就能将潜在频率覆盖范围内的信号情况反映在显示器上。

实际上,在某一个时间段,人们总是特别关心一部分频段上的信号情况,而不是整个侦察频段的全景。这种情况下,侦察窗口的位置如果仍旧随时间以线性或其他固定的规律变化,就会导致无关信号的不必要引入,同时也浪费了宝贵的时间资源(同时也是侦察频率窗资源)。基于这点考虑,人们通常在得到重点目标电台的情报时,人工地调整接收设备,使其侦察窗口更多地感兴趣信号及其附近的频段内扫描。然而,人工调整的方式必然会带来效率低下的问题。考虑引入认知无线电方案,让认知无线电代替操作员,快速灵活地控制侦察设备对重点目标信号进行接收。需要指出的是,认知无线电控制侦察并不局限于前述的经典超外差接收机,它还能够应用在信道化结构的侦察接收机以及其他多种接收机中。也就是说,信号截获方式的不同并不会对认知功能造成影响。特别是采用认知无线电对信道化接收机进行自适应控制,能使信道化接收机监视多个目标的能力大大增强,最大程度地利用设备资源。

图6-1所示为普通方式和自适应方式控制侦察频率窗。其中,频段 $f_1 \sim f_2$ 为侦察方重点监视的频段,所以侦察频率窗在该频段上停留时间最长,相应的信号截获概率也得到了提升。一般情况下, $f_1 \sim f_2$ 上的截获概率提升倍数为 $\frac{t_2 - t_1}{T}$ 。

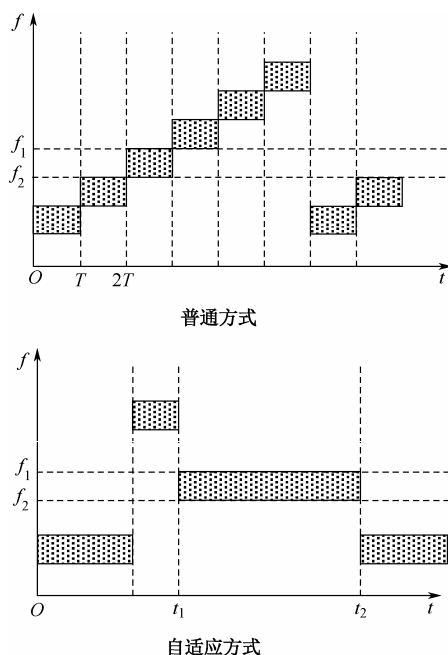


图 6-1 侦察频率窗的控制



信道化是一种兼顾侦察频率分辨力和截获概率的最优侦察方式,但在实际设计时往往受到庞大设备量的限制。基于这点考虑,在各种信道化侦察接收机中,搜索式信道化接收机是一种折中的方案,得到了广泛的实际应用。这种接收机是步进频率搜索与信道化方案的结合,其原理如图 6-2 所示。具体地说,搜索式信道化接收机在信道分路器之前的部分与经典的超外差接收机结构相同,但其射放和中放的带宽都比较宽。这种接收机一般有两级分波段,第一级由频率合成器输出随时间变化的本振信号  $f_L$  来控制,其分波段带宽就等于中放带宽;第二级分波段由信道分路器完成,将中放带宽进一步划分为若干个信道。这种接收机一般有两级分波段,第一级由频率合成器输出随时间变化的本振信号  $f_L$  来控制,其分波段带宽就等于中放带宽;第二级分波段由信道分路器完成,将中放带宽进一步划分为若干个信道。

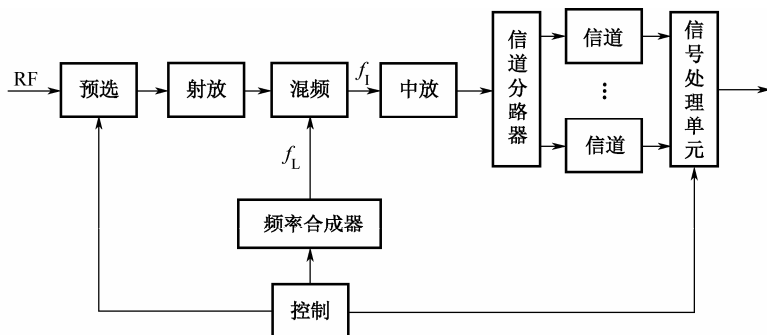


图 6-2 搜索式信道化接收机原理

显然,在搜索式信道化接收机中,同样存在侦察频率窗资源浪费导致截获概率下降的问题。通过在频率合成器前进行自适应控制,能够提升对重点目标的截获概率。由于这种接收结构在中频放大后采用了信道化的方式,自适应控制将变得更加灵活。如图 6-3 所示,锁定重点目标只需要信道分路器当中的一个或几个信道覆盖目标可能出现的频段,剩余的分信道资源仍可以用于监视  $f_a \sim f_b$  范围内的其他目标。这种工作方式需要对频率合成器输出的本振频率进行智能规划,使其最优化地适应当前侦察目标和环境,这是认知无线电需要重点解决的问题。

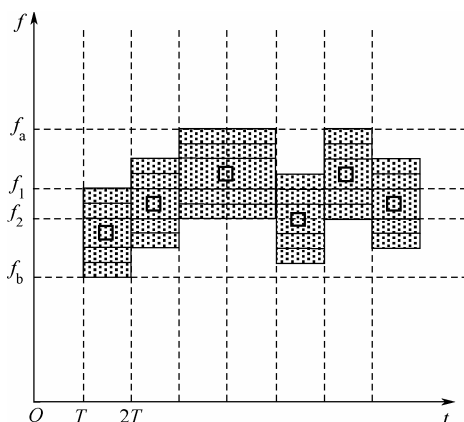


图 6-3 搜索式信道化接收机侦察频率窗的自适应控制

## 2. 分析能力

有效接收空间通信信号是通信电子支援的重要前提,然而,要提供有作战意义的情报还

需要对截获的信号进行一系列的分析处理。频域分析是从频率角度分析信号的特性,分析的对象主要包括信号频率、调制样式、带宽以及一些细微特征等。

获得正确的通信信号频率可以帮助侦察方了解敌方电台的工作特性,进而为下一步的电子进攻提供关键性的情报支援。掌握目标电台的调制样式可以有效协助干扰力量选择最佳的干扰样式,同时通信信号的调制样式包含了电台的技术体制以及发展状况等重要信息。信号的带宽往往和信号的调制样式有着紧密的联系,同时带宽也可以显示出信号的某些调制参数。

传统的人工分析方式效率过低,而且受到分析人员的经验和水平的影响过大,并不适合在战场环境中对目标信号进行分析。考虑引入认知无线电方案,认知无线电采用类似于人脑的人工智能方式进行分析,有效率高、稳定性好的优点。认知无线电分析通信信号必须基于充分的先验知识,这是在平时和战前就能够完成的工作。与第5章中先验知识库的相类似,这里的先验知识同样需要合理组织。在这个前提下,系统根据先验知识对截获的目标信号进行分析与识别,得出情报。

在战略级支援中,人们更加关心情报的深度。换句话说,人们希望透过侦察的信息数据,得到其背后的情报,如敌方部署、动向、动机、战斗力状态等。战略级侦察的数据来源广泛,包括较长时间内多个侦察站获取的大量数据。分析过程的时间往往不是问题,重点在于对海量数据的信息挖掘深度。这个过程模型和算法复杂,计算量庞大,需要用到数据融合、数据挖掘等多种技术,其本质是机器学习与认知的过程。在认知无线网络技术中,各认知节点利用周边节点的感知数据进行频谱空间的状态评估,也是一种数据融合、分析的过程,其具体做法和战略级侦察中的数据分析类似。此外,运用于战略级侦察的认知无线电设备不必受到体积的限制,可以配备高性能的计算机,从而提高数据分析效率。

在战术级支援中,人们关心的则是在一定可靠度基础上的分析效率。在战场上,人们总是希望电子战措施(包括电子支援以及后续的电子进攻)具有“发现即摧毁”的能力。针对现代体制多样化的目标电台,就算电子支援准确率足够高,只要情报不够迅速,就很难对其进行有效的电磁压制。通信电子支援的效率主要取决于分析模块的计算时间。计算时间主要由两个因素决定,一是硬件的计算速度,二是算法效率。硬件的计算速度取决于当前硬件发展水平,通常没有太大的优化空间。于是,算法的合理性就十分关键。在认知无线电中,认知用户需要不断对频谱池进行感知与监视,当主用户出现时,认知用户要在第一时间撤出当前信道,并切换到最优的空闲信道上。因此,认知无线电必然有着良好的实时运算能力。从本质上来看,认知无线电建模和计算方法是智能方法,这一点与战术级电子支援的需求也是一致的。

### 6.1.2 时域侦察能力

对信号进行时域侦察一方面是从频域之外的另一个角度来了解信号,它可以为频域侦察提供较好的补充。例如,在对脉冲信号的侦察中,若存在两个脉宽和脉幅都相同的信号,则频域接收和分析并不能将两者区分开。此时应用时域侦察,提取两个信号的传输速率等时域特征,就可能将两者区分开。因此时域侦察具有重要的意义。在认知无线电的基本原理中,为及时发现主用户,不对主用户的通信造成影响,认知用户(次用户)总是要连续不断地

对频谱池进行监视。电子侦察接收机的功能是类似的，这里讨论在时间连续的条件下对认知方案在时域特征接收能力和分析能力的需求。

### 1. 接收能力

通信信号的时域特征主要包括时域波形、码元速率、频稳度、电平以及相关的调制系数等。常规形式的侦察接收机对这些特征的接收提取技术比较成熟。

信号的波形是可以直接显示在屏幕上的时域特征，对于信号的直观分析(特别是在人工情报分析中)具有重要意义。码元速率可以通过计算机方便地进行测量，其具体做法是：在采样之后，对各样本进行统计处理，连“1”样本数的最小值往往就是码元长度，其他连“1”块的长度为码元长度的整数倍，根据这一点就能计算出码元速率。频稳度的测量较为复杂，要求侦察设备连续监视，测量大量数据。另外，频稳度分为长期频稳度和短期频稳度，后者的观测量一般是阿伦方差。信号电平是指接收机中可测的相对电平，采用经典的放大-检波结构就能对其进行测量。同时，必须考虑 AGC 电路对电平测量的影响，若要获取较为准确的相对电平值，必须将 AGC 电路断开。

### 2. 分析能力

分析能力是时域侦察性能的重点。分析主要有两个目的，一是对目标进行识别，通过通信信号获取辐射源信息；二是基于侦察数据和识别结果，获取敌方通信网部署信息。

在对通信信号的识别中，时域特征主要提取信号的瞬时包络、瞬时相位和瞬时频率。对接收下来的中频信号进行正交变换，可以得到  $S_I(n)$  和  $S_Q(n)$  输出，则以上三个特征参数分别为

$$A(n) = \sqrt{S_I^2(n) + S_Q^2(n)} \quad (6-1)$$

$$\theta(n) = \arctan \left[ \frac{S_Q(n)}{S_I(n)} \right] \quad (6-2)$$

$$\omega(n) = [\theta(n) - \theta(n-1)] \cdot f_s \quad (6-3)$$

式中， $A(n)$  为瞬时包络， $\theta(n)$  为瞬时相位， $\omega(n)$  为瞬时频率。这种基于正交变换的参数提取实现起来比较方便，有利于在认知化的平台上运用。根据这三大参数，利用统计直方图的方法，就能识别出通信信号的调制样式。

在基本特征提取之外，现代电子支援还特别重视对包括细微特征在内的更多技术特征进行广泛的提取和分析。例如，过零序列特征识别、周期谱相关识别、高阶谱分析识别以及小波分析等都是人们研究的重点方向。对于认知化的电子支援设备来说，这种扩展的特征提取和分析应成为其特长。

### 6.1.3 空域侦察能力

无线电测向是电子支援的一个重要内容。测向能够提供目标的方位信息或位置信息等空

域信息，这往往是电子进攻行动所需的关键性信息。另外，从电子支援行动本身来说，充分的空域信息也非常有利于目标个体的识别。同样，在民用认知无线电技术中，指向性（空域信道）一直是研究的重点。本节按照与前节同样的逻辑，从接收能力和分析能力两个方面来探讨空域侦察认知化性能。

### 1. 接收能力

针对通信辐射源的测向技术大致可分为两大类，即传统的方法（包括振幅法和相位法）和空间谱估计方法。空间谱估计测向本质上仍然是一种相位法，但空间谱估计算法是基于阵列天线提出的，与经典的基于单/多基线的干涉仪方法又有较大的区别。下面分别以简单振幅法、干涉仪法来考虑认知方案所能带来的潜在自适应能力。这两种方法在第3章中已有过一些介绍，为了说明这种认知方案的自适应能力，这里对其进行更为深入的分析。

在简单振幅法中，自适应的思路与前述的自适应搜索频率窗类似。我们来看振幅法测向的一般原理，即利用侦察天线波束的最大增益点或凹陷点对空间信号的最强或最弱响应来确定辐射源方向，而空域搜索则通过天线的旋转来实现。那么，这种测向体制对通信辐射源的捕捉必然受到天线扫描因素的影响。在有先验知识的情况下，为了提高空域上的截获概率，天线的扫描规律就要进行合理的规划，从而能够避免资源在不必要方向的无谓浪费。这种考虑在对重点目标的监视行动中显得十分重要，而在对一般通信目标（特别是持续发信时间较长的通信电台）的侦察中来说则相对次要。

简单振幅法还包括一种相对复杂的形式，即振幅比较法。振幅比较法的基本思路是通过设置侦察天线，使两个波束在某个角度范围内重叠但不等幅。这样，根据两个波束对同一信号响应的比值就能唯一确定信号的来波方位。振幅比较法能够在一定时刻对一定的空域范围形成覆盖，此时则需要通过智能的手段控制这个空域窗口的位置。

基本的干涉仪测向是通过测量若干个天线元接收信号的相位差来间接得到信号来波方向的。图6-4所示为两天线元单基线测向，A、B分别为两个天线元，间距（基线长度）为 $d$ ，目标信号方位角度为 $\theta$ 。

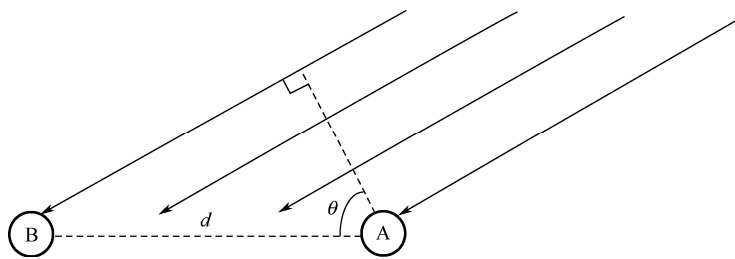


图 6-4 两天线元单基线测向

在图 6-4 中，A、B 两天线元的相位差为

$$\varphi_{AB} = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin \theta \quad (6-4)$$

因此，方位角  $\theta$  为

$$\theta = \arcsin \left( \frac{\lambda}{2\pi d} \varphi_{AB} \right) \quad (6-5)$$

若考虑仰角因素的影响,则可以加入另外两个天线元。如图 6-5 所示,两条基线 AB、CD 互相垂直,且长度均为  $d$ 。

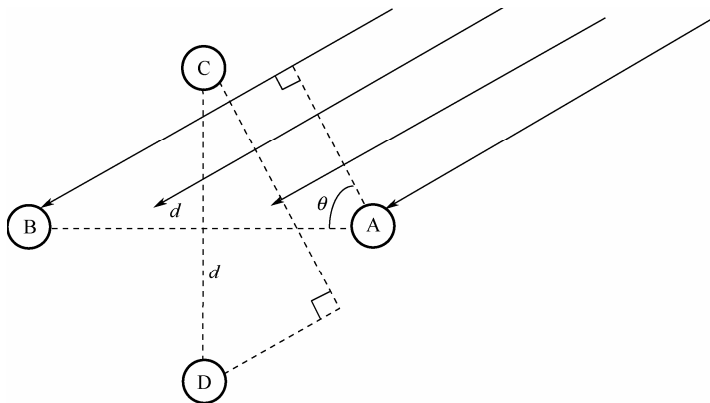


图 6-5 四天线元双基线测向

在图 6-5 中,假设信号仰角为  $\gamma$ ,则两条基线上的相位差分别为

$$\varphi_{AB} = \frac{2\pi d}{\lambda} \cos \gamma \sin \theta \quad (6-6)$$

$$\varphi_{CD} = \frac{2\pi d}{\lambda} \cos \gamma \cos \theta \quad (6-7)$$

由这两个方程就能解出方位角  $\theta$  和仰角  $\gamma$ , 分别为

$$\theta = \arctan \left( \frac{\varphi_{AB}}{\varphi_{CD}} \right) \quad (6-8)$$

$$\gamma = \arccos \left[ \frac{\lambda}{2\pi d} \sqrt{\varphi_{AB}^2 + \varphi_{CD}^2} \right] \quad (6-9)$$

下面来看测向精度,其实质是对  $\theta$  的微元分析。由式 (6-6) 和式 (6-7) 可以得出

$$|\Delta \theta| = \left| \frac{\Delta \varphi_{CD}}{\frac{2\pi}{\lambda} d \cos \gamma \sin \theta} \right| \quad (6-10)$$

$$|\Delta \theta| = \left| \frac{\Delta \varphi_{AB}}{\frac{2\pi}{\lambda} d \cos \gamma \cos \theta} \right| \quad (6-11)$$

可以看出,干涉仪的基线长度  $d$  对测向精度有直接的影响。在一定波长下,基线越长,测向精度越高,反之则测向精度越低。

然而,基线长度  $d$  并不是越长越好,因为增大  $d$  的同时会带来相位模糊。相位模糊是指天线元之间的相位差超过  $\pi$  所引起的方位测量模糊。间距为  $d$  的天线元可测的最大相位差为

$$\varphi_{\max} = \frac{2\pi d}{\lambda} \cos \gamma \quad (6-12)$$

而当  $d > \frac{\lambda}{2}$  时, 有  $\varphi_{\max} > \pi$ , 故可将  $\varphi$  看成是两部分之和:

$$\varphi = n\pi + \varphi_0 \quad (6-13)$$

式中,  $n$  为正整数,  $\varphi_0 < \pi$  为相位差的实测值, 但实际值可能是满足式 (6-13) 且  $n < \frac{2d}{\lambda} \cos \gamma$  的任何一个  $\varphi$ , 测向设备对此无法分辨, 这就是相位模糊。

解决相位模糊有两种常用的思路, 分别是限定测向视角<sup>[1]</sup>与长短基线法<sup>[1]</sup>。限定测向视角就是仅利用无模糊的角度范围进行测量, 但这种方法损失了测向设备的瞬时角度覆盖范围。为了提高空域截获概率, 就需要通过合理控制天线的位置来控制空域窗口。值得一提的是, 当基线较长时, 通过天线的旋转来改变空域窗口往往难以做到。

长短基线法是采用以短基线粗测、长基线精测的模式来测向的方法。它综合利用了长基线测向精度高和短基线无测向模糊的特长。它的原理如图 6-6 所示。

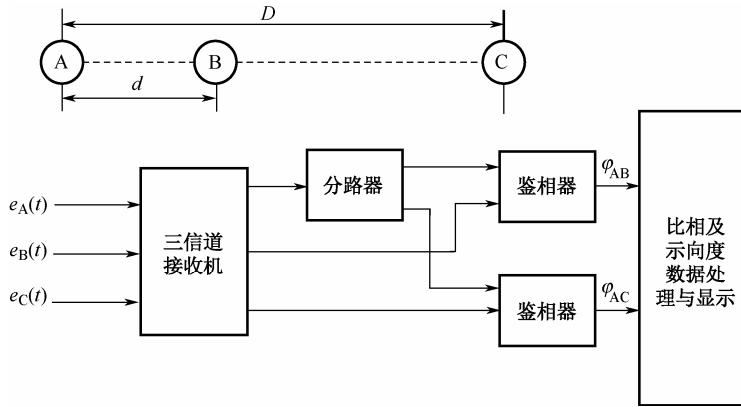


图 6-6 长短基线法测向<sup>[1]</sup>

在以上的各种分析中, 我们都假设信号的波长是一定的。然而在实际情况中, 信号的波长并非恒常不变。由此, 我们考虑充分利用侦察设备获得的频率信息 (波长信息), 自适应地改变基线, 做到在单基线情况下最优测向的方法。

假定目标信号的中心频率  $f$  已通过测频接收机正确获取, 则信号的波长  $\lambda$  为

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (6-14)$$

式中,  $c$  为光速。根据式 (6-12), 最大无模糊基线长度  $d_{\max}$  为

$$d_{\max} = \frac{\lambda}{2} \quad (6-15)$$

即

$$d_{\max} = \frac{c}{2f} \quad (6-16)$$

由式 (6-16) 算出的  $d_{\max}$  就可作为调整基线长度的标准值。这里仅讨论了单基线的情况, 事实上, 在多基线的情况下, 仍然可以充分利用目标电台的频率信息, 对基线长度进行最优规划。自适应基线设置与传统的限定测向视角和长短基线法的区别在于它具有认知性。它的调整策略  $d_{\max}$  来源于目标数据  $f$ , 是在认识环境的基础上做出的决策。

## 2. 分析能力

空域分析最基本的是定位,在其之上是对位置信息、路线信息等的分析。在定位技术中,最常用的是基于测向的多站交会定位、单站定位,以及时差定位和频差定位。这在第3章中也有过系统的介绍。例如,双站交会定位和三站交会定位的原理分别如图6-7和图6-8所示。利用多个测向站测得的来波方位可作出图示的方位线,方位线的交点就是目标的定位位置。其中,由于测向误差的存在,三站及三站以上交会定位会形成一定的不确定性区域。在三站交会定位中,不确定性区域是一个三角形,在实际操作中通常使用该三角形的重心作为目标准确位置。这些方法的详细原理可参阅参考文献[1]。

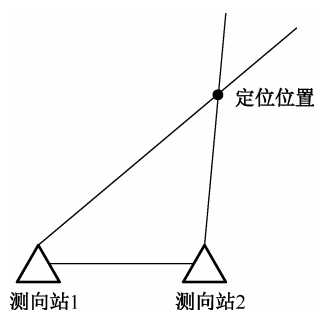


图 6-7 双站交会定位

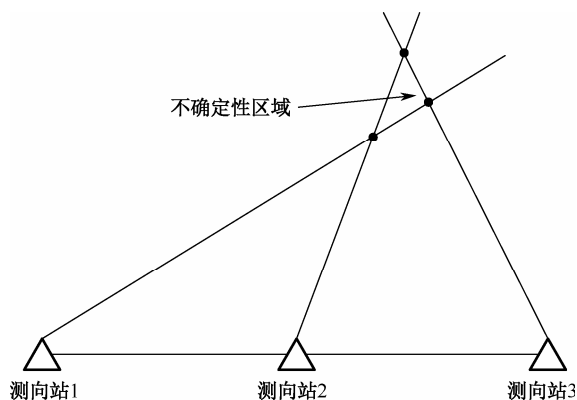


图 6-8 三站交会定位

定位对于现代电子支援设备来说是相对容易做到的。这里讨论的认知化能力重点是对已获得的位置信息进行再处理的能力。因此,必然要考虑对这种再处理能力的需求。不同应用背景对目标空域信息所要求的层级和内容显然是不同的。在战术级支援的背景下,涉及的空间和时间范围相对较小,目标一般是明确的,模糊性不强。考虑到测向误差和干扰代价的因素,电子进攻行动中关键的空域情报是特定目标的方位或位置以及干扰的空域覆盖范围。那么,电子支援行动提供的数据的层级就比较低,在很多情况下就是原始的测量数据。因此它的关键在于提供中心点并圈出空域范围。在战略级支援的背景下,涉及的空间范围和时间范围很大,数据是海量的,实测数据的集合对于情报的获取没有意义。因此必须降低数据量,同时还要保护原始数据背后的有用信息不被删减。这个过程的实质是数据挖掘的过程。由此,我们认为,误差分析和数据挖掘是问题研究的关键。

## 6.2 对特定目标的监视

在通信电子支援中,经常会有需要对某一个或某几个特定的目标进行监视的任务。这种情况的典型目标是地方指挥通信的关键节点电台,掌握这种电台的工作规律对进一步的情报分析及进攻方案的制定具有十分重要的意义。对特定目标的监视通常是有一些先验知识条件的,这与认知无线电频谱监测的情况极为相似。次用户对主用户的监视也是在掌握一定的关于主用户先验知识的情况下对主用户信号进行检测的过程。

在认知无线电的结构中,频谱感知是一个关键环节。能量检测、匹配滤波器检测、周期

谱相关检测是几种经典的感知方法。而就目前来看,周期谱相关检测是其中较为可行的方案。而面临现实中可能出现的隐藏终端问题,认知无线电可以采用协作频谱感知来解决。

### 6.2.1 能量检测

在通信电子支援中,能量检测同样是一种快速的感知途径,本书在第5章中较为具体地讨论了它在感知干扰信号中的应用方案。然而,能量检测不以目标的先验知识为感知依据,这必然导致能量检测无法区分多个在同一信道中的通信系统。因此,考虑对特定目标的监视,在大多数情况下,能量检测是一种不可行的方案。然而,在一些近距离监视的情况下,监视目标的信号占接收能量的相当一部分,能量检测能够体现出较高的可靠性。

### 6.2.2 匹配滤波器检测

匹配滤波器是对确定信号的最佳线性检测方法,它能够获得最大输出信噪比。在理想的情况下,对重点电台的监视最好使用匹配滤波器。参考文献[2]对匹配滤波器的使用进行了扼要的叙述:“匹配滤波器一般应用在无线电通信和雷达传输上。可是,在认知无线电的范畴内,如果主用户信号很难得到的话,匹配滤波器的应用就严重受到限制……因此,认知无线电对每一种主系统都需要一个专门的接收机,这就增加了复杂度,当目标系统可能是多种系统之一时,这就对匹配滤波器甚至对于可编程的实现造成了严重的挑战。”<sup>[2]</sup>可以看出,匹配滤波器的使用一定要谨慎。从某种意义上来说,在侦察行动中使用匹配滤波器的实质是在精确模拟敌方的通信接收机。在先验知识充分(即掌握目标电台的全部工作模式和参数)的情况下,可以选择匹配滤波器,此时的监视效果达到最佳,虚警率和漏警率最低。在先验知识不够充分(即仅仅掌握目标电台的部分工作模式和参数)的情况下,使用匹配滤波器的代价过大。一旦敌方在己方未知的模式或参数下发射信号,匹配滤波器将不能有效地对其进行检测,造成漏警。换句话说,匹配滤波器的鲁棒性缺陷限制了它的适用场合。

### 6.2.3 周期谱相关检测

周期谱相关检测是一种较为均衡的检测方法,它的基本思路是利用通信信号内在的周期性来实现对目标的检测。一般的信号检测和估计理论都是将信号和噪声建模为统计参数不随时间变化的平稳随机过程,但时间证明,许多自然和人为的信号(包括通信信号)更趋向于表现为统计参数随时间周期变化的周期平稳过程。对通信信号来说,信号的采样、调制和编码等处理使其性质呈现出周期重复性。根据这种周期重复性,人们研究周期平稳信号的频谱相关特性,即研究周期平稳信号中某些频率分量之间的相关性。利用不同信号谱相关特征之间的差异,就可以识别不同的信号形式,同时也能对信号的参数进行估计。

周期谱相关检测的核心是谱相关函数。对于周期平稳过程 $x(t)$ ,有实数 $\alpha \neq 0$ ,它的周期谱密度函数为

$$S_x^\alpha(f) = \lim_{T \rightarrow \infty} \lim_{\Delta t \rightarrow \infty} \frac{1}{T \cdot \Delta t} \int_{-\frac{\Delta t}{2}}^{\frac{\Delta t}{2}} X_T(t, f + \frac{\alpha}{2}) \cdot X_T^*(t, f - \frac{\alpha}{2}) dt \quad (6-17)$$



式中,  $\alpha$  为周期频率,  $f$  为频谱频率。  $X_T(t, f)$  为  $x(t)$  的复频谱, 定义为

$$X_T(t, f) = \int_{t-\frac{T}{2}}^{t+\frac{T}{2}} x(u) \cdot e^{-j2\pi fu} du \quad (6-18)$$

式中,  $X_T(t, f)$  是中心频率为  $f$ 、带宽约为  $\frac{1}{T}$  的窄带谱分量的复包络。

周期谱密度函数  $S_x^\alpha(f)$  简称周期谱, 它反映了  $x(t)$  在频率  $f + \frac{\alpha}{2}$  和  $f - \frac{\alpha}{2}$  处谱分量之间的相关程度, 因此,  $S_x^\alpha(f)$  又称为谱相关函数。

另外,  $x(t)$  的均值函数  $m_x(t)$  及自相关函数  $R_x(t - \frac{\tau}{2}, t + \frac{\tau}{2})$  分别为

$$m_x(t) = m_x(t + T) \quad (6-19)$$

$$R_x(t - \frac{\tau}{2}, t + \frac{\tau}{2}) = R_x(t + T - \frac{\tau}{2}, t + T + \frac{\tau}{2}) \quad (6-20)$$

式中,  $T = \frac{K}{\alpha}$ ,  $K$  为整数。式 (6-19) 和式 (6-20) 表明均值函数  $m_x(t)$  及自相关函数  $R_x(t - \frac{\tau}{2}, t + \frac{\tau}{2})$  均为周期函数, 且周期为  $T$ 。

周期函数  $R_x(t - \frac{\tau}{2}, t + \frac{\tau}{2})$  的傅里叶序列表达式为

$$R_x(t - \frac{\tau}{2}, t + \frac{\tau}{2}) = \sum_{\alpha} R_x^\alpha(\tau) \cdot e^{-j2\pi\alpha t} \quad (6-21)$$

式中,

$$R_x^\alpha(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} x(t + \frac{\tau}{2}) \cdot x^*(t - \frac{\tau}{2}) e^{-j2\pi\alpha t} dt \quad (6-22)$$

$R_x^\alpha(\tau)$  称为极限周期自相关函数, 简称周期自相关函数。当  $\alpha = 0$  时,  $R_x^0(\tau)$  就是一般意义上的自相关函数。周期自相关函数与谱相关函数具有如下傅里叶变换关系:

$$S_x^\alpha(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_x^\alpha(\tau) \cdot e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (6-23)$$

类似地, 可以看出, 当  $\alpha = 0$  时,  $S_x^0(f)$  就是一般意义上的功率谱密度函数。由此可见, 周期自相关函数  $R_x^\alpha(\tau)$  和周期谱密度函数  $S_x^\alpha(f)$  是一般的自相关函数和功率谱密度函数的推广。对于周期平稳过程, 总是存在周期频率  $\alpha$ , 使其在  $\alpha \neq 0$  的条件下, 周期自相关函数  $R_x^\alpha(\tau)$  不恒等于零。而平稳过程不具有周期平稳性, 对于所有的  $\alpha \neq 0$  均有  $R_x^\alpha(\tau) = 0$ 。

谱相关函数具有以下特性:

平稳噪声和干扰  $n(t)$ , 在  $\alpha \neq 0$  时, 其谱相关函数  $S_n^\alpha(f)$  恒为零。这就意味着周期谱相关检测可以区分开有用信号能量和噪声能量。因此, 周期谱相关检测对噪声的不确定性有较好的稳健性。同时, 相比能量检测等, 周期谱相关检测可以在更低的信噪比下工作。

谱相关函数将功率的定义域从频率轴推广到频谱频率——周期频率双平面, 并且周

期谱为复数谱。谱相关函数包含了与调制信号参数有关的频率和相位信息，它比传统的功率谱有更丰富的信号特征域。

功率谱相同的不同类型的调制信号，它们的谱相关函数可能不同。例如，2PSK 和 QPSK 信号的功率谱相同，但二者的周期谱有明显的差别。周期谱比功率谱更有利于区分不同信号。

无论信号的功率谱是否连续，信号特征在周期谱上是以周期频率离散分布的，因此在功率谱上有重叠特征的信号，在周期谱上可能就没有重叠特征。调制信号的周期频率  $\alpha$  一般为载频、码元速率等的整数倍及其和差值。

信号谱相关函数的存在，意味着信号的某些谱分量可以用另一些谱分量来进行估计。

周期谱相关检测一般采用数字方式实现，其实现结构如图 6-9 所示。

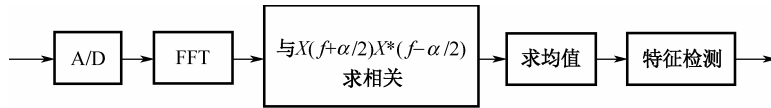


图 6-9 周期谱相关检测的数字实现

最终的检测是在谱相关平面（即由  $f$  和  $\alpha$  所确定的平面）上进行的。对于不同信号，其谱相关函数  $S_x^\alpha(f)$  会在谱相关平面的不同位置出现峰值；对于噪声，其谱相关函数只会在  $\alpha = 0$  处出现峰值。通过监视特定目标信号在谱相关平面上可能出现的特定峰值位置，就能够检测特定目标信号是否出现。

以谱相关函数为研究对象进行信号检测的方法是基本的周期谱相关检测方法。虽然与能量检测方法相比有了较大的改善，但是它仍然存在自身的缺陷，即峰值判断缺乏量化<sup>[3]</sup>。循环频谱检测法<sup>[4]</sup>改进了这一缺陷。循环频谱检测法使用频谱相关系数作为检验统计量，频谱相关系数定义为

$$C_x^\alpha(f) = \frac{S_x^\alpha(f)}{\left[ S_x\left(f + \frac{\alpha}{2}\right) S_x\left(f - \frac{\alpha}{2}\right) \right]^{\frac{1}{2}}} \quad (6-24)$$

而此时的检测门限为

$$\lambda = \max(I(\alpha)) \sqrt{\frac{N}{\sum_{\alpha=0}^N I^2(\alpha)}} \quad (6-25)$$

式中， $I(\alpha) \triangleq \max_f |C_x^\alpha(f)|$ 。

参考文献[5]的仿真结果表明，在信噪比为-3dB 且  $N$  达到 150 以上的条件下，使用基于谱相关系数的检测方法，对多数调制信号的检测概率达到近 100%。

周期谱相关检测还能够用于对信号进行分析识别。参考文献[6]给出了一种理论上适用于对信号进行分析识别的算法。该算法将隐马尔可夫模型(HMM)和支持向量机(SVM)相结合，采用两级分类来识别信号，其流程如图 6-10 所示。该算法首先把待分类的信号送入预处理模块，提取对应的特征参数，然后把这些特征分别送入各调制信号所对应的 HMM 分类器，每个分类器都输出一个待分类信号属于该类的概率，选出可能性最大的两类，再使用相

应的 SVM 分类器最终确定信号所属的类别<sup>[3]</sup>。

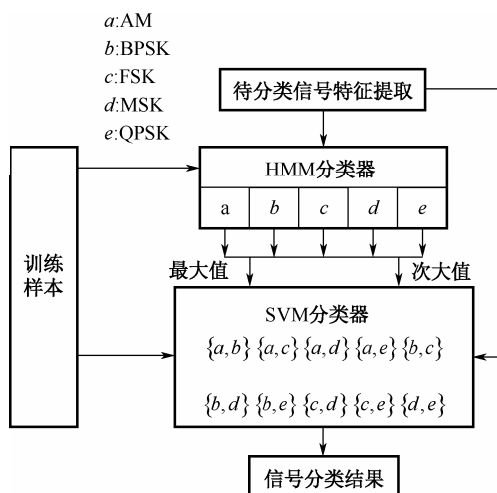


图 6-10 基于 HMM 和 SVM 的两级分类器实现流程

可以看出，周期谱相关是一种比较适用于对特定目标信号进行监视的方法，并且具备识别能力。特别是基于谱相关系数进行检测时，检测时间短，检测概率高，对低信噪比环境有良好的适应能力。另一方面，周期谱相关检测对先验知识的要求也没有匹配滤波器那么高。这几点都比较符合战场监视的需求。

## 6.2.4 协作监视

由于电磁波传输路径必然受到环境的影响，单点感知在空域上存在固有的局限性。协作监视是解决这一问题的根本办法。协作监视是依托分布于空间中的若干感知节点来获取目标的多角度、多维度信息，从而达到更好的监视效果。在认知无线电中，也有“协作频谱感知”的概念，其主要目的是解决隐藏终端问题。协作频谱感知是指将一组传感器放到不同地点，来检测主系统发射机可能发射的信号，并将这些检测信息从分布的传感器中继到认知无线电发射机。隐藏终端问题的根源是信号传输空间中可能存在的各种遮障以及其他干扰。类似地，在战场特定目标监视行动中，这种障碍可能来自于自然环境，也可能来自于敌方的电子反侦察措施。然而，无论是自然环境的遮障，还是电子反侦察措施，在空间上都不可避免地存在漏洞，这为协作监视形成特有的优势提供了基础。

协作监视一般有两种检测结构，分别是集中式和自主式。集中式判决的特点是在整个监视网络中有一个检测中心，各监视节点将较低层级的感知数据发送至这个检测中心进行信息融合，从而得出检测结果，判断目标有无，如图 6-11 所示。而自主式判决同样存在一个检测中心，不同之处是它先在各节点处基于本节点的感知数据进行判决，再将判决结果发送至检测中心进行总体的最终判决，如图 6-12 所示。

在集中式判决中，第  $i$  个节点在时刻  $t$  的二元假设<sup>[2]</sup>为

$$\begin{cases} H_0 : x_i(t) = n_i(t), & i = 1, 2, \dots, N \\ H_1 : x_i(t) = a_i s_i(t) + n_i(t), & i = 1, 2, \dots, N \end{cases} \quad (6-26)$$

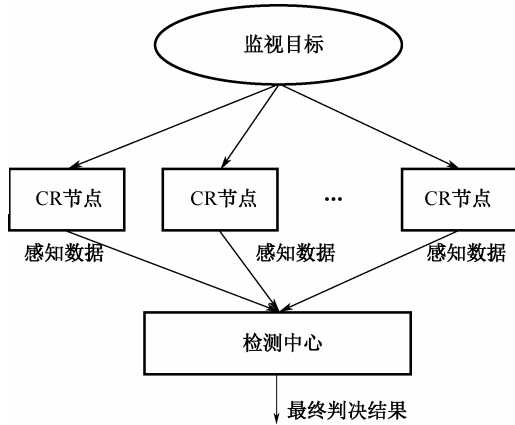


图 6-11 集中式判决

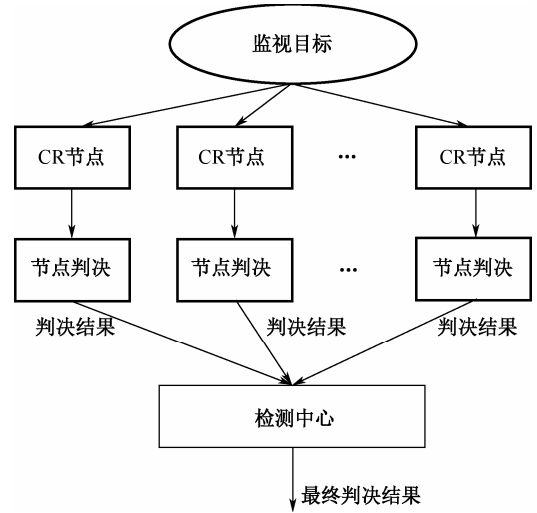


图 6-12 自主式判决

式中， $x_i(t)$  为第  $i$  个节点在时刻  $t$  接收到的信号， $s_i(t)$  为监视目标向第  $i$  个节点传输的有用信号， $n_i(t)$  为噪声（假设为高斯白噪声且与  $s_i(t)$  独立）， $n_i(t) \sim N(0, \sigma_i^2)$ ， $a_i$  为信道增益。

以最简单的能量检测为例，令

$$u_i = \sum_{k=0}^{L-1} |x_i(k)|^2, \quad i=1, 2, \dots, N \quad (6-27)$$

根据高斯分布与卡方分布的关系，可以得出

$$\frac{u_i}{\sigma_i^2} \sim \begin{cases} \chi_L^2, H_0 \\ \chi_L^2(\eta_i), H_1 \end{cases} \quad (6-28)$$

式中，

$$\eta_i = \frac{E_s |h_i|^2}{\sigma_i^2} \quad (6-29)$$

计入观测噪声  $\varphi$ ，令观测值为

$$\mathbf{y} = \mathbf{u} + \varphi \quad (6-30)$$

这样，通过确定  $\text{sum}(\mathbf{y})$  的阈值，就能建立完整的判决规则。然而，在实际中，各节点的重要性不尽相同，计算  $\text{sum}(\mathbf{y})$  值相当于默认各节点的权重一致，显然不合理，故有必要引入权矢量  $\mathbf{w} = (w_1, w_2, \dots, w_N)^T$ ，权矢量的确定需要考虑各节点的信道衰减、位置分布等综合因素。同时，最终的观测量定义为

$$\mathbf{y} = \mathbf{w}^T \mathbf{y} \quad (6-31)$$

相应地，存在一个阈值  $\gamma_y$ ，使得以下判决规则成立：

$$\begin{matrix} H_1 \\ y \geq \gamma_y \\ H_0 \end{matrix} \quad (6-32)$$

根据判决规则，就可以计算出发现概率  $P_d$  和虚警概率  $P_f$ 。合理设置节点数量、位置和权重等，就能对检测性能进行优化。

在分布式判决当中,各节点将判决结果发送至检测中心进行信息融合。这种情况下各节点的结果数据是通过硬判决给出的,通常用 1 或 0 代表有或无。将各节点的判决结果组成矢量  $z = (z_1, z_2, \dots, z_N)^T$ 。另外,根据各节点的信道衰减、位置分布等因素建立权矢量  $w = (w_1, w_2, \dots, w_N)^T$ 。那么,观测量定义为

$$z = w^T z \quad (6-33)$$

相应地,存在一个阈值  $\gamma_z$ ,使得以下判决规则成立:

$$z \underset{H_0}{\overset{H_1}{\gtrless}} \gamma_z \quad (6-34)$$

与集中式判决类似,通过合理设置节点数量、位置和权重等,就能对检测性能进行优化。

## 6.3 智能化侦察

前一节研究了针对特定目标监视的问题,而在另一些情况下,并不存在明确的监视目标。这些情况可能包括区域电子监视、长期战略侦察以及对多型多类目标的侦察等,综合这些情况来看,它们存在一个共同点,即存在大量的感知数据。(笔者近期注意到,在 IT、商业等领域,“大数据”已成为一个很热的概念。)而这些感知数据一般不能直接用于决策,必须经过恰当的提取和分析才能形成有用的情报。因此,怎样从这个大数据中获得己方需要的有用信息就成为了一个关键性的问题。

在少量数据的时代,数据处理的主体往往是人,确切地说是人类智能。而在大量数据的情况下,人脑已经无法承受庞大的数据量和复杂的数据关系,数据处理问题势必诉诸于人工智能。

通信电子战领域中,智能化侦察的核心问题包括分类、聚类以及关联等。其中,分类最为基本。在数据挖掘领域,分类问题有着明确的定义。给定一个由元组(条目、记录)组成的数据库  $D = \{t_1, t_2, \dots, t_n\}$  和一个类别集合  $C = \{C_1, C_2, \dots, C_m\}$ ,分类问题是指定义一个映射  $f: D \rightarrow C$ ,其中每个元组  $t_i$  被分配到一个类中。一个类  $C_j$  精确地包含了被映射到其中的元组,即  $C_j = \{t_i | f(t_i) = C_j, 1 \leq i \leq n, \text{且 } t_i \in D\}^{[7]}$ 。在通信电子支援中,类别集合  $C = \{C_1, C_2, \dots, C_m\}$  可以在多个层次上进行定义。可以是某部电台的某种工作方式,也可以是某一型号的电台信号,还可以是某支战役部队所发射的通信信号等。对于一部确定的电台来说,掌握其当前工作方式就能准确地引导施放干扰。另一方面,工作方式的变化规律可以在一定程度上揭示敌方战术意图以及装备性能。同样,单部电台、单型电台或一定的通信电台网的活动规律蕴含着大量的有用信息。显然,对通信目标进行分类对于指挥决策和引导电子进攻都具有十分重要的意义。

聚类可以用来处理那些没有先验知识与之匹配的数据,它不以预先设定的类别为划分依据,而是寻找在所讨论的域中最为相近的样本。例如,二维平面上距离最近的点的集合。在前面的章节中反复提到,战场上总是会出现先验知识范围之外的信号,对于这类信号,分类算法在经常是失效的。与之相比,聚类具有更好的普适性,能快速地将具有共同点的一部分数据集合起来,这无疑十分有利于引导电子进攻。电子进攻措施的发展趋势是精确和小范

围,聚类算法能将战场空间或通信拓扑划分为若干个干扰区域,进而为分区域制定干扰方案提供依据。

电子侦察截获信号进而获得数据,这些数据本身具有重要的应用价值,另外,这些数据之间蕴含的关系也是关键性的情报。这就引出了一个数据之间关联的问题,该问题在一些长期的电子侦察工作中尤为重要。正确的数据关联有助于态势的预测以及进一步的情报分析。完善的电子战方案过程必然包括对战时电子态势的预测,在这个前提下,各电子设备能够采取相应的电子进攻或电子防护措施,提高作战效能。进一步的情报分析是指通过分析数据中体现出来的关联规则来得到更高层级的情报。一般情况下,还可以结合其他来源的情报进行更具广度的情报分析。例如,敌方战斗机升空,当通信侦察设备侦收到空一地通信信号时,雷达侦察设备总能在相关的方向上侦收到相对固定的雷达发射信号,那么,在一定置信度下,就有理由认为该雷达是敌方航空兵的导航雷达。如果对该雷达进行精确的测向定位,就能为下一步的进攻行动提供重要的信息。这个例子中,为获得更高层级的信息,综合利用了通信电子战侦察和雷达电子战侦察的数据,提取出两者间的关联规则,得出合理结论。需要指出的是,上述例子是一个简化样例。在实际中,环境复杂得多,数据量大得多,数据结构也复杂得多,可能存在多种可接受的关联规则,这时的结论就不会那么清晰明了。

下面分别对分类、聚类以及关联问题进行讨论。

### 6.3.1 分类

分类的方法多种多样, Margaret H. Dunham 将分类方法总结为统计算法、距离算法、决策树算法、神经网络算法及规则算法等<sup>[7]</sup>。本书第 5 章主要介绍了基于距离的分类方法。基于距离的分类算法是最为简单和直观的,它将待分类的样本数据置于带有距离属性的度量空间中,通过比较样本数据与某标准样例之间的距离来判断样本是否属于该标准样例所代表的类。距离算法的本质是衡量不同数据之间的相似性。决策树算法的主要思想是通过建立一种树状模型来完成分类,其关键在于如何有效地建立这棵树。神经网络算法的主要思想是模拟生物神经结构以及生物信号在神经中的传播来实现分类。这里主要讨论决策树和神经网络两种算法。

#### 1. 决策树分类算法

决策树(Decision Tree, DT)是一种有效的分类方法。这种方法的核心是建立一种树状结构来对分类过程进行建模。一旦建立了完整的树状结构,后面的应用过程就相对简单得多。

决策树的定义为:给定一个数据库  $D = \{t_1, \dots, t_n\}$ , 其中  $t_i = \langle t_{i1}, \dots, t_{ih} \rangle$ , 数据库模式包含属性  $\{A_1, \dots, A_h\}$ 。同时给定类别集合  $C = \{C_1, \dots, C_m\}$ 。对于数据库  $D$ , 决策树或分类树是指具有下列性质的树:

每个内部节点都被标记一个属性  $A_i$ ;

每个弧都被标记一个谓词,这个谓词可应用于相应父节点的属性;

每个叶节点都被标记一个类  $C_j$ 。<sup>[7]</sup>

决策树的基本步骤如图 6-13 所示。

决策树通过逐层问题来逐次地划分搜索空间，一步一步缩小搜索范围，最终确定问题的答案。在这个树状结构中，每层的各个节点就代表这一层所提出的各个问题，而根节点就是第一个问题。图 6-14 所示为一个筛选应聘者的简单决策树模型。该招聘单位在两种不同职位上有不同的筛选条件，分别对应相应专业的本科以上学历。将所有应聘者的相关数据输入这个决策树，就可以在大量的应聘者中挑选出那些符合要求的，排除那些专业不对口的，从而避免了招聘资源(时间、人力、场地、材料等)的不必要浪费。

同样，可以建立如图 6-15 所示的决策树对 CR 终端感知到的通信信号进行分类。

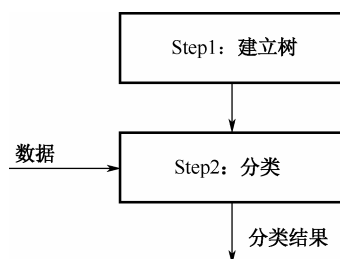


图 6-13 决策树算法的基本步骤

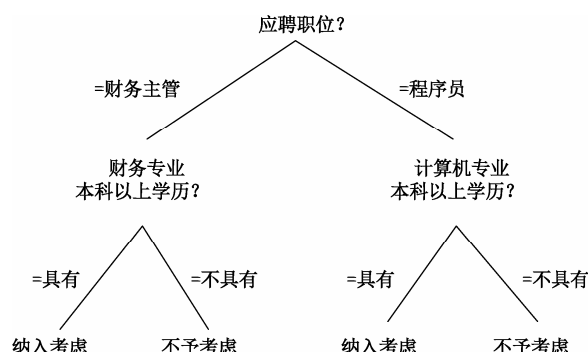


图 6-14 简单应聘者筛选决策树

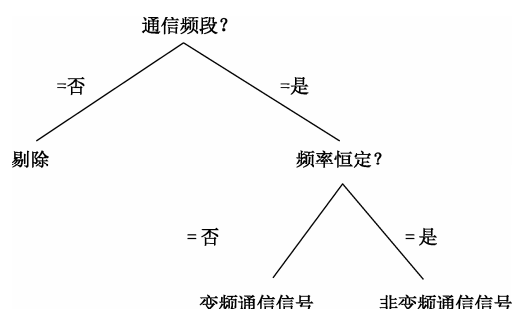


图 6-15 CR 终端感知信号分类决策树

在建立决策树的过程中，一般要重点考虑下列问题：

分裂属性的选定及次序。所谓分裂属性是指决策树节点的问题，如图 6-14 中的{应聘职位？财务专业本科以上学历？计算机专业本科以上学历？}和图 6-15 中的{通信频段？频率恒定？}。分裂属性的选取和排列次序直接影响到决策树算法的性能，因此必须合理设置。一条关键的原则是选定的属性必须要有良好的区分能力并且不带来无关的运算。属性的选取及排列次序是否合理要通过训练数据来评估，同时领域专家的意见也十分重要。

决策树的结构。最为理想的决策树应该是具有最少层次的平衡树。因此，算法需要与一些多路分支的结构进行复杂的比较。

算法的停止规则。一旦训练数据被正确分类，就应该立即停止运算。分类的目的是为样本标记上一个可接受层次的类别，而不是无限制地追求细的分类精度（毫无疑问，这将以算法性能为代价）。因此，必须在分类精度和算法性能之间做出合理折中。参考文献[7]还指出，提前停止能够防止过拟合。

训练数据的选择。决策树的结构很大程度上取决于训练数据，因此训练数据的选择也是一个关键问题。训练数据量要适中，数据量过小则缺乏代表性，过大可能导致过拟合。另外，训练数据的分布应该符合实际数据的分布规律，否则决策树的普适性和均衡性都会受到影响。

剪枝。建立好一棵决策树后，可能会出现一些多余的或者相对次要的枝，这时需要对决策树进行适当的修剪，从而改善算法性能。这项工作称为剪枝。

下面简要介绍一种实用的决策树算法——ID3。ID3 算法的重要理论基础是信息论，它的优化着力点是分裂属性的设置。其基本策略是合理选择分裂属性使其具有最高的信息增益。要得到这个信息增益值，必须先将信息进行量化。在信息论中，信息的量化值称为熵。

若有给定的概率  $p_1, p_2, \dots, p_S$ ，且满足  $\sum_{i=1}^S p_i = 1$ ，则熵的定义为

$$H(p_1, p_2, \dots, p_S) = \sum_{i=1}^S p_i \lg\left(\frac{1}{p_i}\right) \quad (6-35)$$

简单地说，熵就是一种不确定性、无序性或者说是随机性的度量。因此，熵值与事情发生的概率有关。对于一个给定的状态  $D$ ，存在一个对应的熵值  $H(D)$ 。当这个状态因为决策树节点的存在而分裂成为新状态集  $S = \{D_1, D_2, \dots, D_S\}$  时，熵值将会发生变化，而这个变化量正是信息增益  $G(D, S)$ ，其表达式为

$$G(D, S) = H(D) - \sum_{i=1}^S P(D_i) H(D_i) \quad (6-36)$$

ID3 算法选择信息增益  $G(D, S)$  最高的属性为决策树中的分裂属性，从而在最大程度上减少后续分类所需的信息量，提升分类性能。

## 2. 神经网络分类算法

神经网络是另一种常用的智能分类方法，它是模仿自然界中生物体的神经结构而提出的一种数学模型。一般来说，神经网络能够基于环境信息来改变自身的内部结构，常用于模拟实际中存在的输入与输出之间的复杂关系。

神经网络由一定数量的节点和连接构成，如图 6-16 所示，其中连接上被赋予一定的权值  $w_{ij}$ 。要完成分类功能，神经网络通常要经过监督式学习。实际应用中的神经网络通常比较复杂，但简单地说，学习的过程就是通过大量训练样本的输入与输出，不断修改权值  $w_{ij}$ ，使权值能够最好地适应训练样本，从而能够应用于对未知样本的分类。

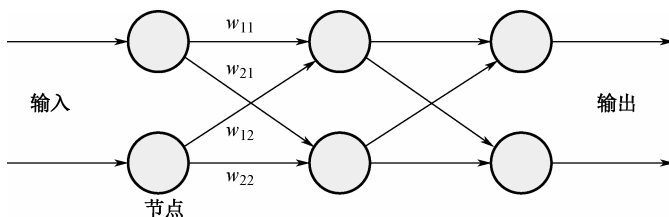


图 6-16 神经网络的基本结构

自从上世纪中期被提出，神经网络早已引起研究人员的重视。同时，各种不同类型的神经网络也被相继提出。通信电子支援中的许多问题也可以利用神经网络来较好地建模，并加以分析、处理。因此，神经网络在通信电子支援中的应用必然是一个值得深入关注的课题。

通信电子支援中，神经网络的输入量是感知得到的环境数据流。在复杂电磁环境下，环境数据流中可能包括通信目标辐射数据以及其他与情报无关的环境数据。事实上，神经网络算法所面临的任务可能是分类，也可能是聚类。问题属于哪种类型，要视应用中的具体情况



而定。同时,分类或聚类也影响着神经网络模型的具体结构。

神经网络算法的工作性能在很大程度上依赖于训练的质量。训练样本的选取是首要的问题。在通信电子支援中,训练样本的选取应尽可能贴近实际战场中可能出现的各种目标信号,以使其能够更好地适应战场。另一方面,在大的神经网络模型难以涵盖一个较广的目标范围时,可以考虑构建专门的神经网络。广义上说,这是一种网络拓扑的延展。按照电子支援行动的时期分类,样本的来源可以是长期战略侦察和短期的针对性侦察,这两种样本来源能够形成较好的互补。

对于用于通信电子支援的神经网络模型,其性能指标主要体现在运算速度和分类的正确概率上。后者依赖于训练的质量,而前者则与软、硬件有关系。具体地说,就是算法的效率和硬件的计算能力。为了缩短学习时间,可以将待处理的若干个样本一起进行训练,即批处理方法。

除此之外,神经网络算法还广泛应用于效能评估。在电子进攻行动之后,为了解战场实时情况,掌握电子进攻的效果,必须对毁伤进行合理的评估。作为情报获取的另一种形式,效能评估也是电子支援的必要内容。反过来,评估的结果又成为评价神经网络模型可靠性的重要依据。

### 6.3.2 聚类

聚类与分类比较相似,都是将数据映射到某一集合中。两者的不同之处在于,分类问题具有预先定义好的类别,而聚类问题则没有这一先验条件。聚类问题的定义为:给定由一些元组组成的数据库  $D = \{t_1, t_2, \dots, t_n\}$  和整数值  $k$ , 则聚类问题就是定义一个映射  $f: D \rightarrow \{1, \dots, k\}$ , 其中第  $i$  个元组  $t_i$  被映射到第  $j$  个簇  $K_j$  中去。第  $j$  个簇  $K_j$  由所有被映射到该簇中的元组组成, 即  $K_j = \{t_i | f(t_i) = j, 1 \leq j \leq k, t_i \in D\}$ 。 [7]

和分类一样,聚类也存在多种算法,其中主要的算法包括层次聚类算法和划分聚类算法。层次聚类算法通过构建一个层次体系来实现分组。在层次体系中,每层均有一系列的簇,逐层细化。划分聚类算法则是在一步就产生所有的簇,它需要用户预先输入期望得到的簇的数量。下面分别就层次聚类算法和划分聚类算法进行讨论。

#### 1. 层次聚类算法

层次聚类算法在形成聚类的过程中会产生分支嵌套的簇集,这种结构与决策树有些类似。可以采用所谓的谱系图来表示这种数据结构,如图 6-17 所示。图中以成都、北京、天津、广州、深圳和香港六个城市为元组,采用距离度量,按一定的顺序来进行合并或分裂。距离度量并不以空间距离作为唯一度量依据,而是同时考虑了行政区划及地域等因素。例如,在第一次合并当中,广州、深圳和香港三个城市之间的距离都比较近,但由于香港是特别行政区,所以没有和另外两个城市合并在一起。

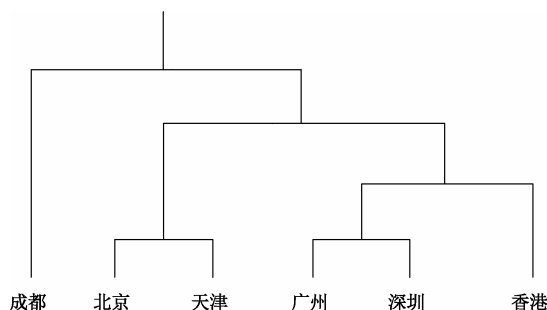


图 6-17 谱系图示例

自底层向顶层逐层合并的算法称为凝聚算法，自顶层向底层逐层分裂的算法称为分裂算法。两者互为逆过程，我们重点讨论凝聚算法。

凝聚的起始点是各自独立的单元组簇，随后逐步凝聚成一个总簇。逐层凝聚的过程是以一定的距离阈值来判断是否将两个元组凝聚在一起。其中，每层的阈值都不同，一般是遵循逐步放宽的规律。每次凝聚输出一个簇组，可用有序集表示为  $\langle d, k, K \rangle$ 。其中， $d$  为本次凝聚所使用的阈值， $k$  为得到簇的数目， $K$  是这些簇的集合。这就引出了一个重要的问题，那就是距离应该如何定义。距离是相似性的相反度量，两个簇越相似，它们之间的距离就越大。需要指出的是，距离的定义并不是唯一的，常用的距离定义有：

**最短距离。**簇  $A$  与簇  $B$  之间的最短距离是指两个簇成员之间距离的最小值，数学表示为对于  $\forall a_i \in A$  和  $\forall b_j \in B$ ， $\text{dis}(A, B) = \min(\text{dis}(a_i, b_j))$ 。

**最大距离。**簇  $A$  与簇  $B$  之间的最大距离是指两个簇成员之间距离的最大值，数学表示为对于  $\forall a_i \in A$  和  $\forall b_j \in B$ ， $\text{dis}(A, B) = \max(\text{dis}(a_i, b_j))$ 。

**平均距离。**簇  $A$  与簇  $B$  之间的平均距离是指两个簇成员之间距离的平均值，数学表示为考虑所有的  $a_i \in A$  和  $b_j \in B$ ， $\text{dis}(A, B) = \text{avrg}(\text{dis}(a_i, b_j))$ 。

**质心距离。**簇  $A$  与簇  $B$  之间的质心距离是指两个簇质心之间的距离，若用  $C_A$  和  $C_B$  分别表示簇  $A$  与簇  $B$  的质心，则质心距离的数学表示为  $\text{dis}(A, B) = \text{dis}(C_A, C_B)$ 。其中，对于一个包含  $N$  个点的簇  $A$ ，质心的定义式为

$$C_A = \frac{\sum_{i=1}^N a_i}{N} \quad (6-37)$$

根据各簇两两之间的距离，可以构建一个邻接矩阵。与图论中研究连接问题的邻接矩阵不同，这里邻接矩阵中的元素是两个簇之间的距离值，而不是“0”或“1”的布尔型值。

下面用一个例子来说明凝聚算法的基本原理。为掌握敌方通信网工作情况，在战场的不同位置部署了六个 CR 感知节点对六部电台进行监视侦察，并获取了  $A$ 、 $B$ 、 $C$ 、 $D$ 、 $E$  和  $F$  六组数据。在干扰装备有限的情况下(少于六台，并且认为它们的性能均可满足对敌方电台的有效干扰)，通常希望将目标电台分成几个大类，由一部干扰机负责对一个类中的所有电台实施干扰(忽略干扰方向性因素)。因此，问题的实质就是将这六个簇的数据进行聚类运算，得出少于六个类别。假设现已根据恰当的距离定义算得各簇数据之间的距离值，那么就可以方便地将问题表示为表 6-1 所示的邻接矩阵。

表 6-1 邻接矩阵

	$A$	$B$	$C$	$D$	$E$	$F$
$A$	0	1	1	2	2	4
$B$	1	0	3	2	2	4
$C$	1	3	0	6	3	4
$D$	2	2	6	0	2	6
$E$	2	2	3	2	0	9
$F$	4	4	4	6	9	0

接下来按最短距离进行逐层凝聚：

Step1 以 0 为阈值, 得到  $\langle 0, 6, \{\{A\}, \{B\}, \{C\}, \{D\}, \{E\}, \{F\}\} \rangle$ ;

Step2 以 1 为阈值, 得到  $\langle 1, 4, \{\{A, B, C\}, \{D\}, \{E\}, \{F\}\} \rangle$ ;

Step3 以 2 为阈值, 得到  $\langle 2, 2, \{\{A, B, C, D, E\}, \{F\}\} \rangle$ ;

Step4 以 3 为阈值, 得到  $\langle 3, 2, \{\{A, B, C, D, E\}, \{F\}\} \rangle$ ;

Step5 以 4 为阈值, 得到  $\langle 4, 1, \{\{A, B, C, D, E, F\}\} \rangle$ 。

为增进对该凝聚过程的理解, 还可以画出谱系图来描述凝聚过程, 如图 6-18 所示。

这样, 若我方的干扰机数量大于或等于四部, 就应至少按照  $\{A, B, C\}, \{D\}, \{E\}, \{F\}$  的分组方式分配电子进攻任务; 若干扰机数量不足四部, 同时又大于或等于两部, 就应至少按照  $\{A, B, C, D, E\}, \{F\}$  的分组方式分配电子进攻任务, 依此类推。

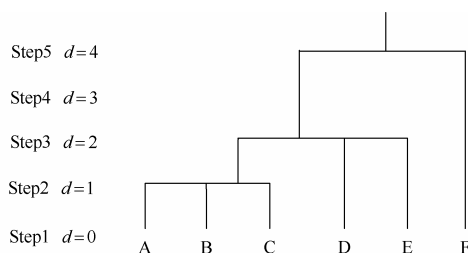


图 6-18 凝聚过程的谱系图

上例是基于最短距离进行的凝聚, 同样, 采用最大距离也能进行凝聚。从各簇内部各子簇的连接方式来看, 采用最大距离凝聚得到的簇, 内部各子簇两两之间均有直接连接 (与马尔可夫链中各状态之间一步可达的形式类似)。而采用最小距离凝聚得到的簇, 内部各子簇仅满足能够间接地连接其他各子簇 (与马尔可夫链中各状态互通的形式类似)。因此, 采用最大距离的凝聚算法又称为全连接算法, 而采用最小距离的凝聚算法又称为单连接算法。

## 2. 划分聚类算法

划分聚类算法与层次聚类算法的区别在于, 前者能够在一步当中产生所有的簇, 不像后者那样需要逐层凝聚。另一方面, 划分聚类算法要求用户为其设置一个结果中簇的数目。

划分聚类算法的实质是一个划分问题, 即通过合理的划分使评价指标达到最好。其中的评价指标是人们根据用户需求而设立的, 通常是以量化的方式来度量结果的优劣程度。一种自然会想到的思路是利用搜索法来寻优, 这也是解决规划问题的常用思路。但是, 由于所要处理的数据量过于庞大, 搜索法的计算量太大, 单纯地使用搜索法并不现实。实际中使用的大多数算法都是通过利用某种智能识别策略来求得一定的合理解, 但不一定是严格的全局最优解, 它只是全部解集的一个小的子集。平方误差聚类算法、K-均值聚类算法和最近邻算法等是较为经典和常用的划分聚类算法, 下面分别对它们进行一些介绍。

### (1) 平方聚类算法

平方误差聚类算法的主要思路是使划分结果的平方误差达到最小。这种划分思路是易于理解的。所谓平方误差是指簇中各成员与该簇质心之间距离的平方和, 即对于某簇  $K_i$ , 且其成员为  $\{t_{i1}, t_{i2}, \dots, t_{in}\}$ , 则簇  $K_i$  的平方误差为

$$se_{K_i} = \sum_{j=1}^n \|t_{ij} - C_k\|^2 \quad (6-38)$$

簇的质心的定义可以参见式(6-37)，而对于簇集  $K = \{K_1, K_2, \dots, K_k\}$  来说， $K$  的平方误差为

$$se_K = \sum_{j=1}^k se_{K_j} \quad (6-39)$$

显然，簇的平方误差表征了一个簇内部各点的集中程度，簇集的平方误差则是该簇集内各簇自身集中程度的一个整体反映。

### (2) K-均值聚类算法

K-均值聚类算法是另一种典型的划分聚类算法，它通过迭代方式来不断修改簇的划分，最终使得每一个簇内所有成员与该簇均值的距离达到最小。一般情况下，当连续两次划分的结果相同时，运算停止。其中，均值的定义为

$$m_i = \frac{\sum_{j=1}^n t_{ij}}{n} \quad (6-40)$$

均值的初始值可以任意选择，无论初始均值是多少，算法最终总能给出相同的结果。K-均值聚类算法得出的结果通常都很令人满意，簇内部的集中性很好，簇之间的隔离度也比较高。但是，这种算法的效率则不是太理想。通过合理选择初始均值可以在一定程度上提高算法的效率。

### (3) 最近邻算法

最近邻算法根据一定的阈值来判断成员是否能被并入一个簇。这一点与层次聚类算法有些类似。若两个成员之间的距离小于或等于某个阈值，则将两者归为一个簇。若某个成员与另一个成员的距离大于这个阈值，则把它归入一个新的簇。

除了以上三种常用的算法之外，还有 PAM (Partitioning Around Medoids) 算法、结合能量算法 (Bond Energy Algorithm, BEA) 及一些基于神经网络等的划分聚类算法。其中，PAM 算法对异常点有较好的处理能力，结合能量算法主要通过度量所谓的“亲和力”来划分聚类，基于神经网络的算法则是通过学习的方式来建立适应训练数据的模型，从而实现划分聚类。

## 6.3.3 关联

在通信电子支援行动中，发现感知数据之间的关系，挖掘数据背后隐藏的深层次信息，最终将其上升为能够支撑决策的情报是非常关键的。同样一组数据，处理和挖掘的程度不同，其所能发挥的作用就不同。发现感知数据之间的关系，从技术层面上来说就是所谓的关联问题。关联是指不同数据之间的关系。

前面曾举过一个判断敌方雷达功能的例子。这个例子中的判断结果可以用关联规则的形式表示为

$$\text{空—地建联} \Rightarrow \text{雷达开机} \quad (6-41)$$

上式的含义是，只要发现空—地建联，相应地，雷达就会开机。对于少量的感知数据，依靠人工就可以发现这种潜在规律。但是，随着战场环境的日趋复杂，电磁信号密度增大，同时传感器也在不断增多，感知数据量已经不是单靠人工就能完全分析的。因此，必须借助

一定的关联算法来发现数据之间的关系。

在讨论关联算法之前，有必要对关联规则进行一个恰当定义。给定一组项目  $I = \{I_1, I_2, \dots, I_m\}$  和一个事务数据库  $D = \{t_1, t_2, \dots, t_n\}$ ，其中  $t_i = \{I_{i1}, I_{i2}, \dots, I_{ik}\}$  并且  $I_{ij} \in I$ ，关联规则是形如  $X \Rightarrow Y$  的蕴含式，其中  $X, Y \subset I$  是两个项目的集合，称为项目集，并且  $X \cap Y = \emptyset$ <sup>[7]</sup>。另外，支持度以及置信度（也称强度）是关联规则中的重要概念。其中，关联规则  $X \Rightarrow Y$  的支持度 ( $s$ ) 是数据库中包含  $X \cup Y$  的事务占库中所有事务的百分比。关联规则  $X \Rightarrow Y$  的置信度 ( $\alpha$ ) 是包含  $X \cup Y$  的事务数与包含  $X$  的事务数之比值<sup>[7]</sup>。

支持度和置信度这两个概念的关键作用在于通过其能够衡量关联规则的重要程度。通过一组数据，往往能够得到若干个不同的关联规则。显然，用户仅对那些重要的或者说是显著的关联规则感兴趣。为了筛选出满意的关联规则，计算不同规则的支持度 ( $s$ ) 和置信度 ( $\alpha$ )，只有那些支持度和置信度均满足要求的关联规则才会被纳入考虑。在判断敌方雷达功能的例子中，除“空—地建联  $\Rightarrow$  雷达开机”之外，还可能得到诸如“空—地建联  $\Rightarrow$  A电台发射信号”或“战斗机升空  $\Rightarrow$  陆基干扰机工作”等关联规则，但这些规则的显著性水平都不够，空—地建联同时 A 电台发射信号或战斗机升空同时陆基干扰机工作的情况所占的比例并不够大，所以并不纳入考虑。换句话说，关联规则问题的实质是寻找出超过阈值和置信度阈值的所有蕴含式  $X \Rightarrow Y$ 。

下面针对关联规则问题中的重点问题——大项目集，以及一种经典的算法——Apriori 算法进行介绍，最后讨论关于关联规则在通信电子支援中的典型应用的一些构想。

### 1. 大项目集

上面总结了关联问题的实质，但是并没有明确关联问题的重点所在。事实上，关联问题的重点往往是从备选的各个项目中选取大项目集。大项目集是指出现次数所占比例大于某阈值  $\eta$  的项目集。假设在某次通信侦察行动中先后四次截获了敌方通信信号，分别记为事务  $t_1, t_2, t_3, t_4$ ，它们当中包含了 A、B、C、D 四种信号，各事务的所截获的信号见表 6-2。

表 6-2 截获信号情况

事 务	项 目
$t_1$	A
$t_2$	A、C
$t_3$	A、B
$t_4$	A、C

根据表 6-2，就能方便地得出各项目集的支持度，见表 6-3。

表 6-3 各项目集的支持度

项目集	支持度	项目集	支持度
{A}	100%	{A,C}	50%
{B}	25%	{B,C}	0
{C}	50%	{A,B,C}	0
{A,B}	25%		

若以 40% 为阈值, 即  $\eta = 40\%$ , 则满足条件的大项目集的集合为

$$L = \{\{A\}, \{C\}, \{A, C\}\} \quad (6-42)$$

在得到了如式 (6-42) 给出的大项目集之后, 就能根据置信度阈值筛选关联规则。这里假定置信度阈值为  $\alpha = 70\%$ 。对于项目集  $\{A, C\}$ , 有

$$\frac{\text{support}(\{A, C\})}{\text{support}(\{A\})} = \frac{50\%}{100\%} \times 100\% = 50\% \quad (6-43)$$

即关联规则 “ $A \Rightarrow C$ ” 的置信度为 50%, 而  $50\% < \alpha$ , 所以关联规则 “ $A \Rightarrow C$ ” 是无效的, 不被纳入考虑。同理, 有

$$\frac{\text{support}(\{A, C\})}{\text{support}(\{C\})} = \frac{50\%}{50\%} \times 100\% = 100\% \quad (6-44)$$

这表明关联规则 “ $C \Rightarrow A$ ” 的置信度是 100%。由于  $100\% > \alpha$ , 所以关联规则 “ $C \Rightarrow A$ ” 是有效的, 应当被纳入考虑。

从上面的例子可以看出, 一旦大项目集确定下来, 后续的生成关联规则的工作就十分简单了。因此, 关联规则问题的重点在于大项目集的确定。假如我们研究的事务数量不止 4 个, 而是成百上千个甚至还要多得多, 那么需要考察的项目集数量将会以指数方式增长。 $m$  个事务能够生成  $2^m - 1$  个项目集 (空集除外), 其展开式为

$$2^m - 1 = C_m^1 + C_m^2 + C_m^3 + \cdots + C_m^m \quad (6-45)$$

要寻遍这些项目集, 其计算量是巨大的。使用例子中的方法来发现大项目集显然不切实际。因此, 如何高效地筛选出大项目集就是各种关联算法解决的一个主要问题。

## 2. Apriori 算法

Apriori 算法是一种经典的关联规则算法, 在介绍它之前, 有必要适当地研究大项目集的有关性质。大项目集是指出现次数所占比例大于某阈值  $\eta$  的项目集。如果某个大项目集  $P$  的出现次数为  $p$ , 那么  $P$  的任意一个子集  $Q$  的出现次数  $q$  至少是  $p$ , 即有  $q \geq p$ 。这是因为只要  $P$  出现, 则包含于  $P$  中的  $Q$  必然出现。因此有结论: 大项目集的子集仍是大项目集。这条性质称为大项目集的向下封闭性。

Apriori 算法的基本思想是逐级扫描候选的项目集, 根据一定的阈值筛选出每一级的大项目集, 前一级筛选出的大项目集相互连接, 进而作为下一级扫描的候选项目集。以表 6-3 为例, 设阈值为 40%, 则相应的 Apriori 算法过程如表 6-4 所示。在第一级的候选项目集中, 只有  $\{A\}$  和  $\{C\}$  的支持度超过阈值, 故将它们标记为大项目集。同时, 通过将  $\{A\}$  和  $\{C\}$  连接生成第二级的候选项目集  $\{A, C\}$ ,  $\{A, C\}$  的支持度超过阈值, 故在第二级将  $\{A, C\}$  标记为大项目集。如果涉及的事务更多, 那么算法就有可能一直进行到第三级、第四级, 等等, 直到找出所有的大项目集。这种递推形式的算法流程可以简要归纳为图 6-19。

表 6-4 对表 6-3 的 Apriori 算法过程

级	候选项目集	大项目集
1	$\{A\}, \{B\}, \{C\}$	$\{A\}, \{C\}$
2	$\{A, C\}$	$\{A, C\}$

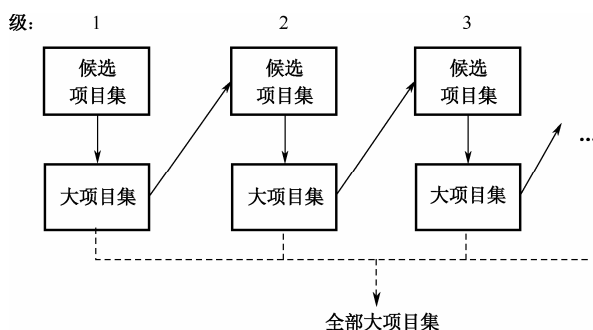


图 6-19 Apriori 算法递推的基本过程

在上述过程中，前一级的大项目集生成后一级候选项目集的连接算法称为 Apriori-Gen 算法。在 Apriori-Gen 算法中，前一级中的每个大项目集和与自身只有一个项目不同的项目集进行组合。若前一级得到的大项目集中包括  $\{X,Y,Z\}$  和  $\{X,Y,W\}$ ，它们只有  $Z$  和  $W$  不同，那么这两者就可以组合出项目集  $\{X,Y,Z,W\}$ 。这样， $\{X,Y,Z,W\}$  就成为下一级的一个候选项目集。可以看出，Apriori-Gen 算法是以大项目集的向下封闭性作为理论基础的。正是由于合理利用了大项目集的向下封闭性，Apriori-Gen 算法避免了对大量非大项目集的扫描，从而降低了运算量。

### 3. 关联规则的典型应用

在通信电子战中，掌握敌方无线通信网的组织结构是十分有利的。有了关于组织结构的情报，就能有效地制定己方的电子战策略。在电子进攻行动中，往往选择那些通信网中的关键节点作为重点打击对象。采用同样的电子干扰措施，压制中心节点比压制末级节点所造成的破坏效应要大得多。另一方面，掌握敌方无线通信网组织结构的益处不仅仅局限在电子战范围内，它对硬杀伤进攻、间谍行动及心理战等都能提供了有力的支持。如果可以对关键节点成功实施硬摧毁，则将极有可能导致敌方区域性的通信瘫痪。在间谍活动中，情报人员能够利用通信结构的信息来选择重点部门作为侦察对象。此外，策反关键通信节点人员，使其发送假情报，其影响更是致命的。

关联规则的一个典型应用是分析敌方无线通信网的组织结构。无线通信网在工作的过程中，会在时间和空间两个域上泄露有关的工作信息。利用时域和空域上的侦察数据，就可以对无线通信网的组织结构进行分析。而这种分析的切入点正是感知数据之间的联系。也就是说，此问题的核心和实质是一个关联规则的问题。

为了说明关联规则在分析无线通信网结构中的应用问题，这里讨论一个简单的例子。假设已知敌方 H、I、J、K 四个通信电台的位置，如图 6-20 所示，为简化背景环境，我们同时假设感知范围内不存在除这四个电台信号之外的任何通信信号。通过对这四个电台的电子监视、测向与定位，获得了若干组感知数据。在进行关联运算之前，首先对数据进行空域分类运算，得出每个感知数据的发射源。另一方面，在时域上对数据进行聚类运算，将感知的数据在时间轴上分成几个段（并不一定是平均划分），一个段标记为一项事务。这样通

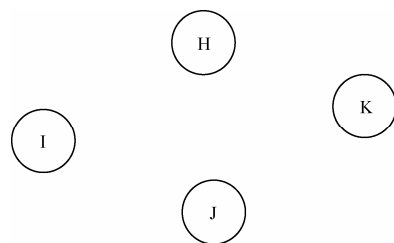


图 6-20 通信电台 H、I、J、K 示意图

过空域分类和时域聚类，就可以相应地列出事务表，见表 6-5。在空域上进行分类运算而不是聚类，这是因为已知了敌方全部四个通信电台的地理位置，相当于预先定义了四个类别。相反，在时域上采用聚类而不是分类，这是由于我们并不知道敌方电台何时会发射信号。

表 6-5 截获信号的事务表

事 务	项 目	事 务	项 目
$t_1$	H、J	$t_6$	H、J、K
$t_2$	H、J	$t_7$	H、I
$t_3$	I	$t_8$	I
$t_4$	H、I、K	$t_9$	H
$t_5$	I、K	$t_{10}$	H

根据表 6-5，计算出各项目集的支持度，见表 6-6。

表 6-6 各项目集的支持度

项 目 集	支 持 度	项 目 集	支 持 度
{H}	70%	{I,K}	20%
{I}	40%	{J,K}	10%
{J}	30%	{H,I,J}	0
{K}	30%	{H,I,K}	10%
{H,I}	20%	{H,J,K}	10%
{H,J}	30%	{I,J,K}	0
{H,K}	20%	{H,I,J,K}	0
{I,J}	0		

接下来，运用 Apriori 算法选取大项目集。支持度阈值和置信度阈值分别为 20%和 60%，按照图 6-19 所示的递推方法，得到表 6-7。

表 6-7 Apriori 算法选取大项目集

级	候选项目集	大 项 目 集
1	{H} , {I} , {J} , {K}	{H} , {I} , {J} , {K}
2	{H,I} , {H,J} , {H,K} , {I,J} , {I,K} , {J,K}	{H,I} , {H,J} , {H,K} , {I,K}
3	{H,I,J} , {H,I,K} , {H,J,K}	

于是，大项目集为 {H} , {I} , {J} , {K} , {H,I} , {H,J} , {H,K} , {I,K}。因此，我们关心的关联规则就只剩下了 8 个，分别是  $H \Rightarrow I$  ,  $I \Rightarrow H$  ,  $H \Rightarrow J$  ,  $J \Rightarrow H$  ,  $H \Rightarrow K$  ,  $K \Rightarrow H$  ,  $I \Rightarrow K$  和  $K \Rightarrow I$ 。通过计算，可以分别得到它们的置信度，见表 6-8。

表 6-8 各关联规则的置信度

关 联 规 则	置 信 度	关 联 规 则	置 信 度
$H \Rightarrow I$	28.6%	$H \Rightarrow K$	28.6%
$I \Rightarrow H$	50%	$K \Rightarrow H$	66.7%
$H \Rightarrow J$	42.9%	$I \Rightarrow K$	50%
$J \Rightarrow H$	100%	$K \Rightarrow I$	66.7%



根据置信度阈值  $\alpha = 60\%$ ，得到有效的关联规则为  $J \Rightarrow H$ ， $K \Rightarrow H$ ， $K \Rightarrow I$ 。可以发现，在这三条有效规则中，有两条规则的蕴含式均是指向  $H$  的。也就是说， $J$ 、 $K$  电台只要发射信号，则  $H$  电台也在同一个时间段内发射信号的可能性很大。不妨再来查看规则  $I \Rightarrow H$  的置信度，50%的水平也并不算特别低。综合这些信息，就可以推测  $H$  电台在整个通信网中很可能充当中央节点。那么，其配备单位就应该是敌方的指挥控制部门或者性质相近的其他部门。

毫无疑问，针对  $H$  电台，无论是采取电子干扰措施还是火力打击手段，给敌方带来的损失都是相对严重的。

以上通过一个简单的例子描述了关联规则的基本应用。必须反复强调的是，实际中绝对不可能如此简单，战场电磁环境要复杂得多，同时，电子支援行动涉及到的信号种类会更多且数量也会更大。在先验知识之外的一些未知的电磁信号也会出现，为数据分析带来新的挑战。

## 6.4 认知无线电在辐射源个体识别中的应用

在电子支援中，对通信目标感知的极致就是实现辐射源个体的识别。一般的通信电子支援措施能够解决通信目标“什么样”和“在哪里”的问题，而辐射源个体识别解决的则是“哪一个”的问题。从前两个问题到第三个问题是一个巨大的跨越，两者所带来的情报信息质量更是截然不同。从“质”的方面来说，明确标定了目标个体，为电子进攻力量采取更精确、更持续的干扰行动提供了更有力的支援。从“量”的方面来说，通信辐射源个体的活动信息背后蕴含着部队行进路线、战场力量分配等重要的隐性情报，只要充分合理地挖掘，就能体现出巨大的作用。

在一般的通信电子支援措施中，若不考虑空域信息，要区分两台同型、同模式、同参数的通信电台是比较困难的。而对于空域信息来说，它是可以随着时间而发生变化的，变化的范围往往难以掌握。一小时前出现在某阵地的通信车，一小时后有可能出现在机动极限以内的任何地点。这也就是说，一般电子侦察无法找出相隔一小时两次截获的该通信车信号相互之间的联系。若要实现这个目标，就必须借助辐射源个体识别技术。辐射源个体识别技术的主要思想是通过提取辐射源的细微特征（即所谓“指纹信息”）来实现对不同辐射源个体的区分。下面主要介绍辐射源识别的特征提取以及认知无线电在辐射源识别中的应用潜力两个方面的内容。

### 6.4.1 辐射源识别的特征提取

首先要解决的是辐射源个体识别所依据的信息问题。没有相应的信息依据，后续的识别工作就无从谈起。如前所述，只要同型电台工作在同模式同参数下，根据一般的特征无法将其区分开。然而，除这些一般信息之外，电台工作时还会不可避免地向外界辐射出一些与通信功能无关的能量，并且每个辐射源所辐射的这部分能量都不相同。于是，这些能量就成为进行个体识别的依据。通常情况下，将这些能量称为辐射源的细微特征，或者更形象地称之为指纹特征。

之所以存在指纹特征，多数是因为任何两台电子设备（尤其是射频电子设备）都不可能在硬件上做到完全一致。元器件真实参数、设备使用历史等的差异造成了辐射源个体之间的差异，同时，这些差异会被反映到指纹特征中。具体来说，指纹特征主要包括频率特征、噪声特征、杂散特征和瞬态特征等。其中，频率特征、噪声特征和瞬态特征三者是主要考虑的指纹特征。

频率特征主要是指信号的载频。载波频率由晶体振荡器产生，因此，晶体振荡器的频率稳定度直接决定了载波的频率稳定度。也就是说，振荡线圈的结构特性以及晶体参数对温度、湿度的敏感程度等都会对载波频率造成影响。理论上，晶振输出信号的频谱应是单根谱线。而在实际中，晶振的输出则是占据了一定的频率宽度，如图 6-21 所示。

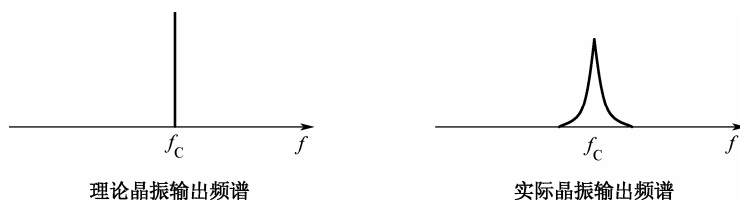


图 6-21 理想和实际晶振输出频谱

模拟电路发射频率受到晶振影响的机理是明显的。而对于使用直接数字频率合成技术产生频率源的电路来说，晶振仍然影响着其电路特性。这是因为数字电路使用的时钟信号本质上的来源还是晶振。综合来看，无论所用的电路是模拟的还是数字的，它们都不可避免地受到晶振的影响，同时，这种影响的作用就体现在它们发射的通信信号中。从长期的观察来看，不同频率源反映出的特性各不相同。根据使用不同频率源所带来的差异，就能相应地进行辐射源个体识别。值得一提的是，频率特征还包括码元速率。类似地，码元速率也可以作为指纹特征。

下面来看噪声特性，这里讨论的噪声主要指系统的内部噪声。内部噪声主要来源于电阻和晶体管。在电阻中，自由电子做无规则运动。大量的自由电子的无规则运动就能带来在一定程度上可观的无规则电流以及电压，无规则的电压形成了噪声。从数学角度来说，噪声是一种随机过程。在晶体管中，除与电阻中类似的热噪声外，还有散粒噪声、分配噪声及闪烁噪声等。后三者是由晶体管中特殊的半导体结构导致的。总体来看，无论是哪一种噪声，虽然是随机过程，但都取决于发射机的硬件，在统计意义上都具有一些个体特征。所以说，噪声特性可以作为用以进行个体识别的指纹特征。

杂散成分是指由于器件的非线性特性等带来的一些本不需要的信号成分，包括互调、交调、谐波等频率成分及寄生调制成分等。常用作指纹特征的杂散特征包括信号包络高阶特征、高阶谱特征及时频特征。

当信号发生改变时（载频变化、通断变化等），发射机会体现出某些瞬态特征，例如瞬时频率分布、起伏时间。这些瞬态特征根据个体不同而反映出不同的规律，同样可以作为指纹特征。

#### 6.4.2 认知无线电在辐射源识别中的应用潜力

认知无线电的特点是具备所谓的认知能力，而认知能力中首要的便是感知能力。认知无

线电设备可以感知的参数多种多样，且感知范围广。Kwang-cheng chen 和 Ramjee Prasad 给出了认知无线网络终端结构<sup>[2]</sup>，如图 6-22 所示，从中可以看出其详细的感知能力。

其中，能用于电台个体识别的特征有：

- RF 信号处理中的载波频率；
- BB 预检测信号处理中的载波与时序信息；
- BB 检测后处理中的调制参数。

由于不同设备本振源产生的频率无法完全相同，通过从载波频率中提取载频偏差，可以区分出不同的本振源。类似地，不同通信设备在信号时序和调制参数上也很难做到完全一致，通过提取高精度的时序信息和调制参数，可以区分出不同的电台。

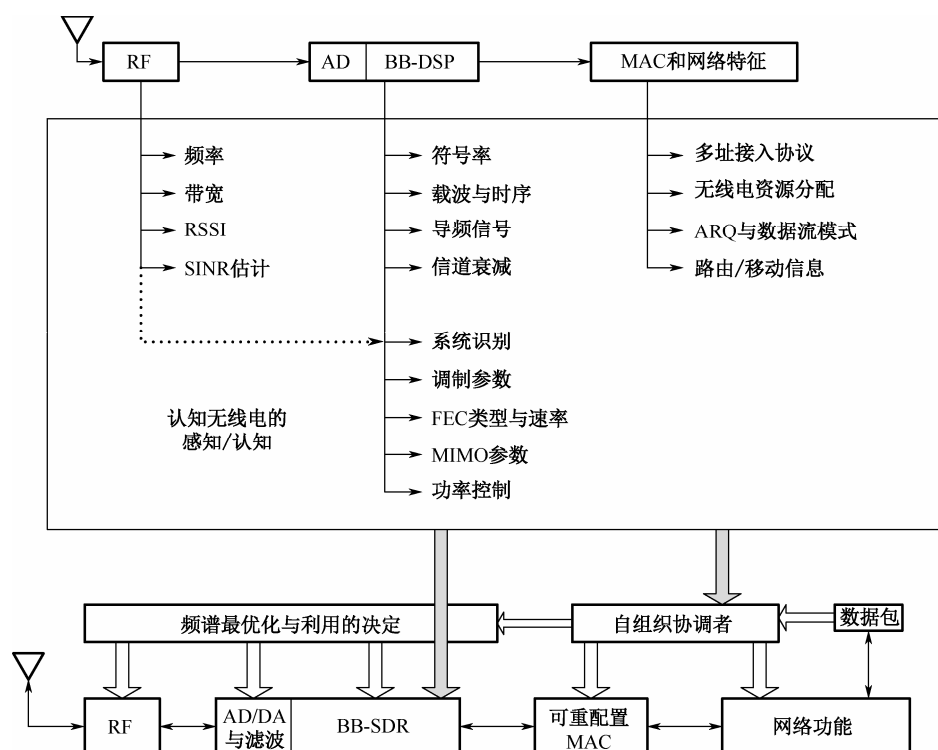


图 6-22<sup>[2]</sup> 认知无线网络终端结构

另外，我们知道认知无线电实现频谱感知的一种常用方法就是循环平稳特性检测。这种方法的最大优点是能够将噪声及杂散输出的能量与主用户信号的能量区分开。因此，循环平稳特性检测可以较好地提取出噪声及杂散，用以分析电台的噪声特性和杂散输出特性。这些都可以帮助分辨不同电台，进而完成对辐射源个体的识别。

综上，认知无线电在辐射源个体识别领域有着潜在的应用前景，目前关于这方面的研究仍然鲜见。

## 6.5 认知无线电在侦察—攻击一体化装备中的应用

在传统的军事行动中，侦察任务和攻击任务往往由两种不同的人员和装备完成。然而，

在近几十年的战争中，这两者之间的界限变得愈加模糊，许多侦察—攻击一体化装备出现在现代战场中，体现出了极高的作战效能。本节简要介绍侦察—进攻一体化装备及其结构，随后探讨认知无线电在其中的应用前景。

### 6.5.1 侦察—攻击一体化装备概述

侦察—攻击一体化装备是指集情报获取和攻击功能于同一平台的武器装备。其中，攻击的手段可以是火力打击，也可以是电子干扰。侦察和攻击共用平台的好处是使情报和打击行动之间的过渡大大缩短，提升武器装备的打击效率，实现“发现即摧毁”。按照以往的方式，截获情报后，需要传送回指挥部门，经过决策，向攻击部队下达命令并进行调整，最终由攻击部队完成攻击任务。这样一个过程往往要耗费许多宝贵的时间，造成行动效率低下。而侦察—攻击一体化装备则较好地解决了这个问题，在很多情况下，从情报获取到实施进攻的整个程序都是在一体化装备内部完成的，其协调和调度都比传统方式要灵活许多。即使是在某些情况下，决策工作需要人工参与，相比以往来说，整体效率也有了较大的提升。目前，美国 MQ-1 “捕食者”无人机、以色列“哈比”反辐射无人机以及一些分布式的电子战设备等都属于侦察—打击一体化装备。

侦察—攻击一体化武器的典型代表是美军的 MQ-1 “捕食者”无人机。自从交付使用以来，该型无人机在多次战争中为美军提供了重要的情报和火力支持，已成为美军的标志性武器之一。“捕食者”无人机上载有多种类型的侦察设备，同时还能够挂载空对地或空对空导弹，对目标实施攻击。这种无人机航时长，作战半径较大，且飞行速度较慢，表 6-9 为“捕食者”无人机的主要飞行器参数。

表 6-9 “捕食者”无人机的主要飞行器参数

参 数 项 目	参 数 值
最高速度	217km/h
巡航速度	130km/h ~ 165km/h
失速速度	100km/h
航程	>3700km
续航时间	40h
实用升限	7620m

“捕食者”无人机利用三种传感器遂行侦察任务，分别是前视红外系统、光学摄像机及合成孔径雷达。其中，合成孔径雷达能够进行全天候的战场监视，分辨率能够达到 0.3m。在攻击能力方面，MQ-1B 型“捕食者”在机翼下方配有两具武器挂架，可以挂装两枚 AGM-114 “地狱火”空对地导弹或两枚 AIM-92 空对空导弹。MQ-1B 的对地攻击能力突出，AGM-114 导弹常用来攻击地面坦克、车辆及人员。在地面部队突防行动受阻的情况下，利用 MQ-1B 来对地面目标实施攻击是一种十分高效的战术手段。

### 6.5.2 侦察—攻击一体化装备的结构

侦察—攻击一体化装备的结构多种多样，并不存在一个统一的模式。尽管如此，还是有必要为该类装备归纳出一个相对一般的结构，以便于我们理解和思考。为此，本书将其总结在

图 6-23 中。

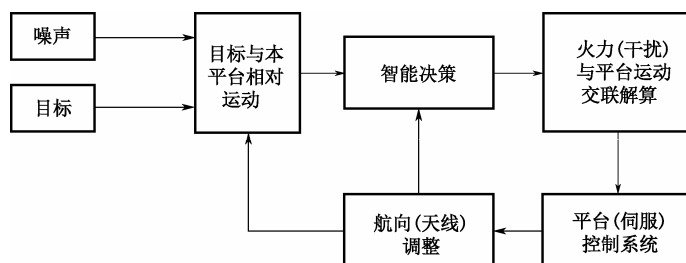


图 6-23 侦察—攻击一体化装备一般结构

目标信号与噪声同时进入侦察前端，经过处理，输出目标与平台相对运动信息至智能决策模块。智能决策模块根据事先装订好的决策程序，算出当前最佳的进攻手段及参数。火力（干扰）与平台运动交联解算模块根据进攻要求及参数，算出使平台（天线）处于最佳进攻位置和姿态的调整需求，并输出调整信号至平台（伺服）控制系统。经过平台（伺服）控制，平台或天线进行物理调整，同时将状态参数反馈至决策模块及相对运动运算模块。经过整个反馈环的控制，平台完成对准和跟踪，进而利用载有的武器实施打击。可以看出，侦察—攻击一体化结构的控制核心是一个反馈控制环，目标感知和武器系统是其完成任务的关键组成部分。

### 6.5.3 认知无线电在侦察—攻击一体化装备中的应用潜力

侦察—攻击一体化，感知是绝对的前提。没有正确的感知，进攻就无从谈起。仅考虑以无线通信设备为打击目标的情况，由于认知无线电技术以感知通信辐射源见长，故其在侦察—进攻一体化装备中有着值得关注的潜力。

从结构上来说，认知无线电所发挥的主要作用是增强一体化平台的目标感知能力，其作用点如图 6-24 所示。另一方面，认知无线电的突出能力之一是自组织能力，即高效调整本机参数从而切入最优信道的能力。在认知无线电技术中，调整的对象一般是通信发射机的频率、功率等。然而，如果我们把平台运动控制、火力控制等也考虑为一种广义的“自组织”，那么图 6-24 中的闭环部分也可以纳入总体认知环的范围。由于牵涉的专业领域繁杂，我们暂且不对这种广义的“自组织”进行讨论，仅对采用认知无线电方案增强感知进行研究。

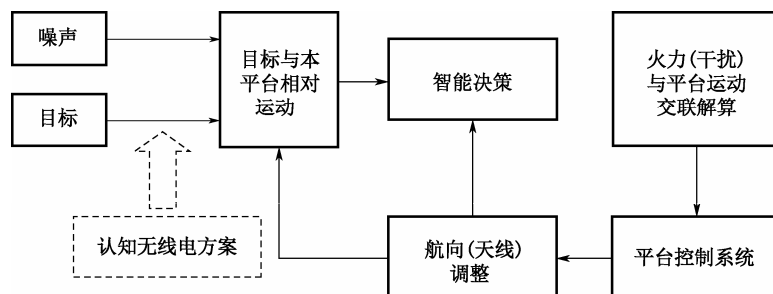


图 6-24 认知无线电方案的作用点

认知无线电的感知可以分为两种：时域感知和空域感知。时域感知是在频率轴上发现主用户的位置，包括能量检测、匹配滤波器、周期谱相关等方法。空域感知是在空间中发现主用户的位置，即测向与定位。若要支援火力打击，则至少需要空域感知信息。若要引导电子进攻，则往往同时需要时域感知和空域感知信息。空域感知无论在何种进攻手段中都至关重要。目前，认知无线电空域感知的手段主要是阵列技术。

在仅有目标存在的简单环境下，通过空间谱估计能够方便地得出目标通信电台的方位。但在实际中，目标电台以外的强信号会对测向造成干扰，这些干扰信号包括频率落在通带内的各种电磁信号。在这种情况下，空间谱估计得到的波达方向（DOA）就不再是目标的真实方位了，而是强干扰信号的方位。也就是说，此时空间谱估计已经不能担任对目标进行测向的任务。由于空间谱估计恰好转变角色，测量了干扰信号的方向，只要同时配合自适应阵列处理技术，使阵列天线在干扰方位上自适应地形成凹口，就能抑制掉干扰，实现对目标的感知。这种抗干扰测向的原理如图 6-25 所示。

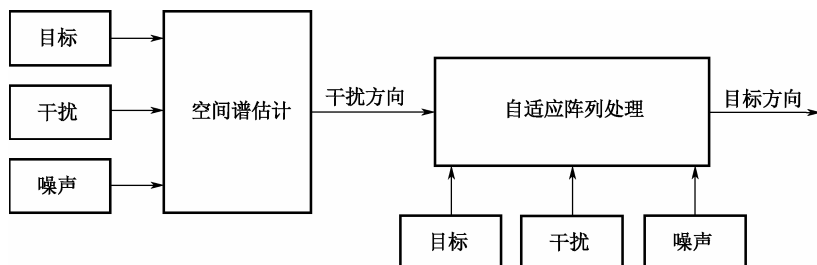


图 6-25 抗干扰测向

要引导火力打击，通常需要向火控单元给出目标的位置信息。理论上，通过移动平台并

持续测向就能实现定位。然而，如果平台的切向移动距离相对平台距目标的距离太小，则定位误差会比较大，影响武器的攻击精度。因此要实现较高精度的定位，就要求平台切向移动较为显著的一段距离。如图 6-26 所示，平台由 A 至 B 所形成的定位模糊区为粗线所围区域，由 A 至 C 所形成的定位模糊区为阴影区域，前者明显大于后者，可见切向移动距离对定位精度的重要影响。事实上，在大多数场合下，定位基线越长，定位结果就越精确。同时，在电子支援行动中常常需要连续不断地对目标进行定位及修正。认知无线电是持续性工作的，它无时无刻不密切监视着频谱。以认知无线电频谱监视的方式在平台上全航程连续不断地感知目标信号，能够从尽可能多且范围尽可能大的角度接收目标信号，使定位精度得到提高。

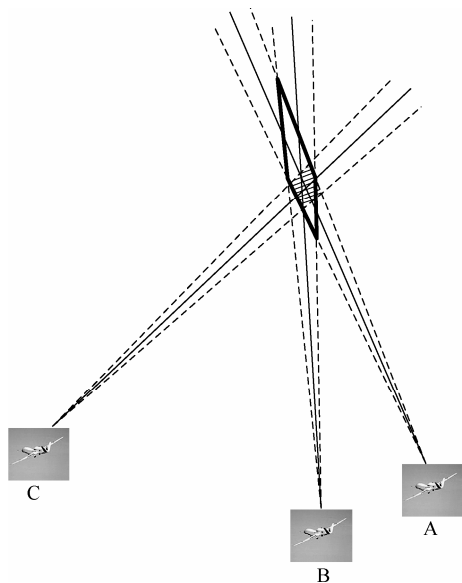


图 6-26 切向移动距离影响定位精度

在硬件构成方面，认知无线电以软件无线电为基础，其终端趋于小型化和机动化，对于侦察—攻击一体化平台的搭建十分有利。综合来看，针对通信辐射源的感知，无论是时域的频

谱感知还是空域的测向定位, 认知无线电的能力都是十分强大的。另外, 它易于集成实现。可以说, 认知无线电在侦察—攻击一体化平台的发展中有着广阔的应用前景。

## 参考文献

- [1] 王铭三. 通信对抗原理. 北京: 解放军出版社, 1999.
- [2] Kwang-cheng chen, Ramjee Prasad. 认知无线网络. 许方敏, 李虎生译. 北京: 机械工业出版社, 2011.
- [3] 郭彩丽, 冯春燕, 曾志民. 认知无线网络技术及应用. 北京: 电子工业出版社, 2010.
- [4] Kyouwoong Kim, Ihsan A. Akbar, Kyung K. Bae, Jung-sun Urn, Chad M. Spooner, Jeffrey H. Reed, Cyclostationary Approaches to Signal Detection and Classification in Cognitive Radio[C]. *New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Network, 2007. DySPAN 2007. 2nd IEEE International Symposium on*, 2007.
- [5] Ning Han, Sunghwan Shon, Jae Hak Chung, Jae Moung Kim. Spectrum correlation based signal detection method for spectrum sensing in IEEE 802.22 WRAN systems[C]. *Advanced Communication Technology, 2006. ICACT 2006. The 8th International Conference*, 2006.
- [6] Xinying He, Zhimin Zeng, Caili Guo, Signal Classification based on Cyclostation Spectral Analysis and HMM/SVM in Cognitive Radio[C]. *IEEE 2009 international conference on measuring technology and mechatronics automation*, 2009.
- [7] Margaret H. Dunham. 数据挖掘教程. 郭崇慧, 田凤占, 靳晓明等译. 北京: 清华大学出版社, 2005.

## 第 7 章 战场分布式协作认知无线电

通信电子战中，最终达成攻击破坏效果的是通信电子进攻。通信电子进攻主要通过电子干扰手段迫使通信设备的接收信噪比下降，使其获取的信息量降低，不能进行有效的信息传输。有时也包括在电子情报支援下采用硬摧毁的方式直接打击敌方通信目标。现代战场通信网日趋复杂，其结构也愈加庞大，传统的针对单一通信目标的电子进攻方式对整个通信网所能起到的作用十分有限。就算单个节点受到有效压制，由于战场通信网结构本身的稳健性和调整能力，可以及时地绕过受制节点搭建新的信息传输通道，使电子进攻行动在本质上失效。造成这个问题的根源是攻防双方的失衡，一者是单一平台，一者是协作互联的体系。体系自然应由体系来进行对抗，因此应从构建电子进攻体系的角度来考虑对策。

应当注意到，在民用领域，单部认知无线电终端并不能对频谱利用率有较大的改善。只有将认知无线电的思想推广到网络中，构建认知无线网络，多个终端之间相互连接、相互协作，才能真正实现频谱的优化利用。这一点在应用于电子战的认知无线电中同样重要，但其目的不是频谱的优化利用，而是通过构建协作型的体系达到夺取制电磁权的目的。本章从通信电子战的实际需求出发，寻求认知无线电和体系电子对抗两者之间的连接点，提出了战场分布式协作认知无线电（Battlefield Distributed Coordinative Cognitive Radio, BDCCR）的概念，阐述了其工作原理，并对其中的重点环节进行了详细讨论。

### 7.1 战场分布式协作认知无线电(BDCCR)的概念

信息对抗是体系之间的对抗，认知方案的通信对抗体系也同样不能看成是多部对抗装备的机械集合，而是应以对抗机（站）为基本节点，建立网络，形成全方位、多层次的对抗体系。这种体系必须具有三个基本的要求：感知能力强大、对抗措施灵活多样、信息能够实时共享。本节基于这三点要求，给出了 BDCCR 的定义，并根据定义阐述了 BDCCR 的特性。

#### 7.1.1 BDCCR 的产生背景及定义

感知能力强大、对抗措施灵活多样、信息能够实时共享三点是通信电子战体系的基本要求，同时也是 BDCCR 概念产生的背景。

通常情况下，感知能力强大体现在两个方面：一是在深度上要探测到那些难以探测的微弱、隐藏信号；二是在广度上要对战场全空域、全时域和全频域的信号进行监视。以现有技术水平来看，分布式方案是满足这两点的良好策略，它的基本思路是：将多个探测终端在空间和时间上分布于战场的不同位置，从多个角度上近距离实施侦察，最大限度地发现目标，截获信号。

对抗措施灵活多样同样可以通过分布式部署来达成。将有限种类的对抗装备分散部署在目标周边的多个方位和距离上，根据不同装备、不同位置的优势，合理分配各分布节点的对抗措施，达到对目标的最优压制。

信息能够实时共享，要求各终端之间构成相互协作的关系，每个终端都能实时了解全局



情况。实现这种协作关系主要凭借数据链。数据链的定义为“通过单网或多网结构和通信介质,将两个或两个以上的指控系统和/或武器系统链接在一起,是一种适于传送标准化数字信息的通信链路”<sup>[1]</sup>。数据链是一个无线信息处理、交换、分发系统,通过各种指挥平台、武器平台和传感器平台之监测、指挥、控制信息的实时交换,达成实时、安全、可靠、高效的作战指挥和行动。

总体来看,这种对抗体系在技术上对设备提出的要求蕴含着两大关键能力:感知能力和智能能力。只有终端准确地感知战场电磁信号,对抗决策才能有充分的根据。只有设备智能化水平足够高,对抗决策才能合理有效。不难发现,认知无线电正是以这两大能力见长。

基于以上考虑,认知无线电是构建高效通信对抗体系的必然选择。在此,提出战场分布式协作认知无线电的概念:将一组同时具备认知无线电能力和电子进攻能力的节点设备部署在不同的空间或时间点,各节点之间构成互联协作的工作关系,以感知敌方通信系统发射的信号,并实施合理的电子进攻。

BDCCR 的作战应用思想是:以一定的作战平台搭载认知无线电(CR)电子战设备作为感知节点,互相通过一定的通信手段(战术数据链等)相连,以分布式地部署于目标通信电台周边。通过“网络深入网络”的方式,全面感知敌方通信系统工作的方式、参数等数据,利用信息融合技术,对敌方通信系统的技术体制、活动规律、作战用途及部署情况进行智能化分析,自主或联合制定出进攻决策。由于 BDCCR 在空间或时间上是分布式的,所以更能从空间角度、深度和时间长度、密度上为电子进攻提供全方位的支持,最终目的是使敌方通信系统整体瘫痪,丧失正常的使用效能。搭载认知无线电感知和进攻设备的作战平台通常具备机动灵活、小型化的特点,便于快速调整部署。

图 7-1 是 BDCCR 的基本示意图。

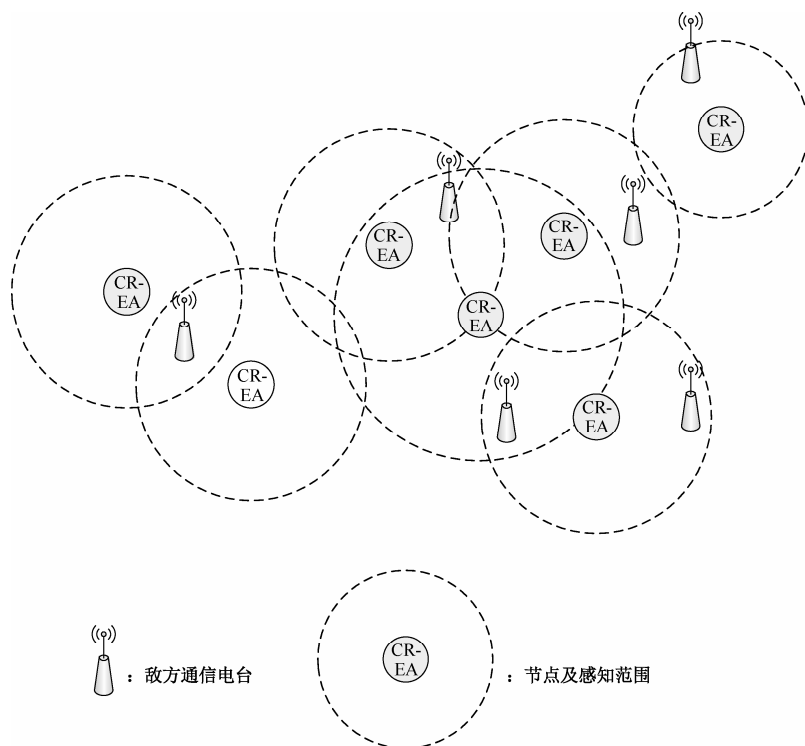


图 7-1 BDCCR 基本示意图

### 7.1.2 BDCCR 的特性

BDCCR 在体系对抗的框架下引入认知无线电技术,其每个节点都具有认知能力,同时 BDCCR 还具备重要的网络层分析能力。在部署方式上,BDCCR 采用分布式结构,使各节点能够对多目标实施抵近侦察。由于在构成方面可以合理规划和搭配,能够对整个通信系统进行多维度的感知。BDCCR 继认知无线电网络的智能性,对目标以及后续进攻行动的判断和决策更为实时高效。另外,分布式的部署结构使其易于发动全域多角度的电子进攻。

#### 1. 认知无线电能力

BDCCR 的首要特性就是具有认知无线电能力。关于认知无线电能力,前面的章节已经有过介绍,这里不妨从另一个角度进行简要回顾。参考文献[2]将认知无线电定义为:“认知无线电是一个智能无线通信系统。它能够感知外界环境,并使用人工智能技术从环境中学习,通过实时改变某些操作参数(如传输功率、载波频率和调制技术等),使其自身状态适应接收信号统计特性变化,从而能够完成任何时间、任何地点的高度可靠通信以及对频谱资源的有效利用。”笔者认为,这种定义突出了认知无线电的感知能力、分析学习能力以及适应环境能力。以上三者合称为认知无线电能力,其在构建 BDCCR 系统中占有重要的意义。

现代战争强调战场感知能力,通信电子战尤其如是。各种作战行动的快速性和不确定性要求感知设备能够在任何时刻和任何地点及时有效地获取情报。另一方面,战场环境的多变又要求感知设备具有强大的适应能力。一个认知节点在十分钟前可能用来监视 600kHz 的调幅通信,十分钟后有可能被要求用来监视 100MHz 的调频通信。换句话说,感知节点必须能够动态地监测无线频谱。与相对传统的 SDR 相比,认知无线电在频率灵活性上有明显的提高。在强调频域感知的同时,空域感知同样不可缺少。对电子进攻行动来说,位置信息是必需的。智能天线技术的运用使得认知无线电在位置感知方面也拥有独特的优势。频域和空域的可靠感知引导干扰机对准目标,就可以完成对目标的正确干扰(并不一定是最有效的干扰)。

分析学习能力是一种对战场环境的自主性交互。通过高效的分析和学习,可以得出 CR 节点当前或是未来一段时间的最佳感知策略和最佳干扰策略。有时,CR 节点所处的感知态势不利,需要调整自身的位置、硬件参数等来达成有利的感知态势。前面讲到空域和频域对准的干扰不一定就是最为有效的干扰。要使得干扰效能提升,以及干扰的效费比达到最大,需要对感知前端截获的通信信号进行更深入的分析,算出最佳干扰样式及最佳干扰参数,输出至干扰发射机。无论是得出最佳感知策略还是最佳干扰策略,其实质都是模型的解算。在经典解算方式中,这种模型是静态的,其决算过程相对固定,运算速度较快。然而,随着环境不确定性的增大,静态模型已经不能很好地适应环境,取而代之的是动态模型。与静态模型相比,动态模型在复杂度和智能化水平上都要高出很多。换句话说,对分析学习能力的需求同时也是对智能化的需求,是认知无线电的优势之一。

适应环境能力也可称为重配置能力,这项能力主要针对硬件层面提出。战场感知器的自适应调整最终是在硬件上来完成的。在硬件构成上,认知无线点以软件无线电为基本平台,其硬件的调整适应能力有先天性的优势。阵列天线、高速 DSP 等新技术的使用使其在硬件上能够在最大程度上与战场需求相适应。

## 2. 网络层分析能力

根据认知水平的不同,可将通信电子战分为三个层次:电子进攻设备和通信设备之间的对抗、认知的电子进攻设备和通信设备之间的对抗、认知的电子对抗网络和通信网络之间的对抗,如图 7-2 所示。BDCCR 的目标是最高层次的电子战优势。

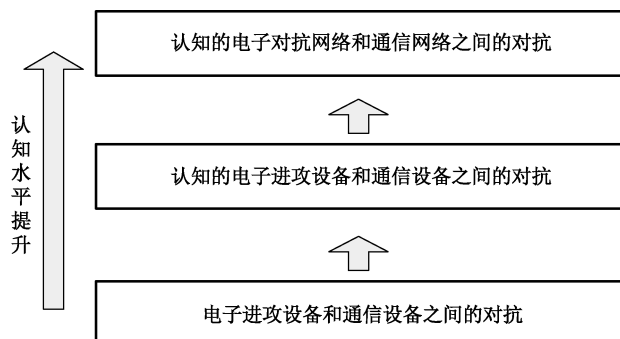


图 7-2 通信电子战的三个层次

若将传统的基于通信设备和电子进攻设备的通信电子战看作是一种低认知水平的通信电子战,那么,随着对抗双方的构成愈加复杂,电子战的认知水平也在不断提升。换句话说,认知水平和体系化水平总是有着紧密的联系。

体系是认知的对象,这就要求 BDCCR 必须具备对网络的感知和分析能力。从这点来看,认知无线网络具有链路层和网络层的双层感知能力,在链路层感知频谱,在网络层感知网络环境和联网功能,从而能够大大增强侦察情报的信息量。这必将使干扰决策从对设备的干扰走向对通信系统整体的进攻。

## 3. 抵近部署与快速部署

在电子支援中,感知器和感知目标之间的距离是一个至关重要的参数。这个距离直接影响侦察接收机截获信号的功率。尽管好的信号处理方法能够在一定程度上弥补截获信号功率不足所带来的问题,但是通俗来讲,这种改善作用仍然不及缩短探测距离所带来的信号质量的改善。因此,我们考虑尽可能地使感知节点逼近感知目标。这也是 BDCCR 中的 CR 感知节点尽可能使用小型机动平台的一个重要原因。另外,渗透式部署能够减小节点与目标接收机之间的距离,这同样有利于提升在同等发射功率下的干扰效果。

另一方面,BDCCR 节点必须能够在任何时刻根据任务变更快速完成重新部署,达到战场态势的实时跟踪。当战场态势发生变化时,电子战策略也必然会有相应的变更。如果节点的执行速度跟不上环境的变化,则作战行动注定失败。例如,当敌方战术分队向我方重要地域快速突击时,感知节点若不能不间断地追踪目标,则干扰机无法对其实施及时有效的干扰。从这个角度来看,CR 感知节点使用小型机动平台也是很有必要的。

## 4. 多维度感知

单一类型的感知节点并不适合未来战场。一方面,各种频段、制式及传输方式等的通信信号均有可能出现在战场上的任何一个角落;另一方面,对于一类信号,其中也包含了频率、方向、位置等多域的信息。面对如此全面的感知对象,单部侦察接收机显然是难以覆盖

的。而分布式的感知方式则是解决这个问题有效手段。由于包括多个感知节点, BDCCR 可以采用多型感知设备, 通过合理搭配和部署, 形成较为理想的感知组合, 最大程度地利用各节点的技术优势。其带来的好处是感知维度增多, 感知信息量得到提升。

### 5. 综合决策规划

在全方位环境感知的条件下, BDCCR 能以智能化的方式进行综合的决策规划。由于感知的数据来自各域, 提供给决策的样本量足够大。同时, 数据来自于抵近感知, 其可靠性也大为提升。决策规划模块将感知数据作为分析对象, 对战场环境、目标特性、敌我态势、威胁等级等做出判断评估, 并能够做出下一步电子进攻的任务规划。认知无线电技术固有的智能分析频谱空间能力为实现综合决策规划提供了一定的基础, 但作用大范围战场的 BDCCR 系统进行决策规划所需要的运算量巨大, 同时实时性要求也很高, 因此决定了 BDCCR 必须加强运算能力, 同时尽可能优化网络结构和决策方式, 以同时满足运算量和运算速度两方面的需求。

与一般的智能决策与规划不同, BDCCR 决策所依据的是全局数据, 同时其制定的策略也是全局性策略。这种做法的考虑是作战体系的系统性。在一个较为完备的系统中, 单点的损毁通常不会对系统的功能造成重要影响。一旦某单点丧失功能, 系统中的其他部分会在一定程度上自适应地对其进行弥补, 维持整体功能的健全。因此, 在针对体系力量的对抗行动中, 仅关注单一节点而忽视全局往往不能取得好的作战效果。合理的决策规划原则是“全局输入, 全局输出”。这里需要注意, 考虑全局的决策规划, 其最终制定的对抗策略在内容上仍然有可能是针对单点的, 但这与仅考虑单点的决策完全不同。针对单一目标进行重点干扰的全局决策的目的和意义是扩展到整个系统范围内的。经过分析, 某个节点对于全系统来说是关键性节点, 若其得到压制则整个系统恢复正常运行所需的时间和资源代价较大, 所以应该考虑集中力量进攻这个节点。也就是说, 全局决策的作用对象必定是整个目标系统。

### 6. 全域多角度进攻

全局策略带来的好处是全域多角度的电子进攻。分离式的电子进攻方式由于没有结合全局情报, 其进攻行动彼此独立, 往往没有重点, 同时对通信体系造成的整体实质性影响不够强。BDCCR 的电子进攻方式的特点是不同的干扰设备、干扰手段之间相互协作。例如, 在单部干扰设备无法覆盖目标的全部频段或方位的情况下, 采用多部干扰设备对其进行联合干扰压制; 在压制单个节点并不能有效切断某段通信联络时, 调动多部干扰设备调整至最佳位置对与其相关的关键性节点同时进行压制。

BDCCR 协作电子进攻的优势之一是能够实现全域压制。现代战场通信设备通过组网的方式提高了整体的抗干扰能力。某条链路被破坏, 其余的多条链路仍然可以使用。同时, 各种扩频通信技术的广泛应用也使其电子防护能力得到提升。总体来说, 抗干扰能力的增强反映到技术层面上就是信息传输的可用域被拓展了。因此, 要对抗具有更广泛可用域的通信目标, 必须相应地拓展干扰方的干扰域。具体方式可以是增强单部干扰设备的作用域(如扩展发射频率范围等)以及采用多部干扰设备相互配合共同进行干扰。出于稳健性的考虑, BDCCR 重点采取后一种方式。另一方面, 按照广义的电子进攻概念, 电子进攻手段还应包括以各种电子支援措施为条件的火力打击。此时, 干扰域又被拓展为进攻域。

## 7. 良好的稳健性

众所周知,电子干扰设备在发射干扰信号的同时,其本身也有可能成为被打击的对象。干扰信号功率一般比较强,这非常有利于对干扰设备的侦察定位,进而有利于对其进行打击。因此,干扰系统本身的稳健性在很大程度上影响着其作战效能的发挥。与单一干扰节点相比,BDCCR 在这方面有巨大的优势。首先,诸多干扰节点共同发射干扰信号,加之干扰信号本身并没有很强的规律性,因此敌方很难对其中某个干扰节点进行准确的定位。其次,就算其中有小部分节点被摧毁,其余的多个干扰节点也可以按照新的规划进行重新部署,虽然干扰能力和干扰效果会下降,但仍然不至于丧失整体的干扰功能。

## 7.2 战场分布式协作认知无线电(BDCCR)的工作原理

相对于传统方式的通信电子战,BDCCR 的工作方式更为灵活,其组织结构灵活多样。同时,作为一种通信电子战形式,其执行任务的主要过程包括部署、感知、决策以及执行几个阶段。

### 7.2.1 BDCCR 的组织结构

BDCCR 的组织结构可以有多种形式,但总体上可分为两大类,即直接型和间接型。

直接型结构是指各 CR 节点直接与中心节点相连,如图 7-3 所示。这种方式有两个层级,即根层和子层。在信息传输方式上,直接型中的各子节点将数据一次地传输至中心节点,同时,电子进攻的任务信号也由中心节点一次性地传输至各节点。在行动方式上,各节点彼此分离,能够分别执行不同的任务。

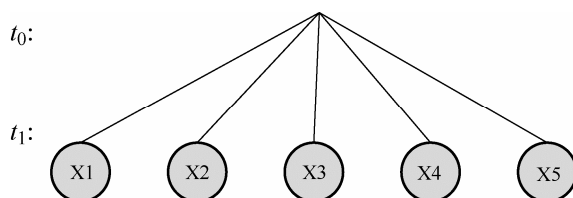


图 7-3 直接型结构

间接型结构中,各 CR 节点并不与中心节点直接相连,而是以树的方式经过若干个层级后再与中心节点相连,如图 7-4 所示。在信息传输方式上,间接型结构中的各子节点数据传输至中心节点的过程中历经了中间层级,反向的任务信号也是如此。在行动方式上,按不同的使用层级,某些节点会形成一个元组,组内保持行动的一致。例如,在图 7-4 中,若使用层级为  $t_1$  层,则分为  $\{X1, X2\}$  和  $\{X3, X4, X5\}$  两个元组;若使用层级为  $t_2$  层,则分为  $\{X1\}$ 、 $\{X2\}$ 、 $\{X3\}$ 、 $\{X4\}$  和  $\{X5\}$  五个元组。

当系统内节点的数量较大时,为降低调整控制的复杂度,常采用间接型结构。当节点数量较小时,基于决策最优性的考虑,常采用直接型结构。

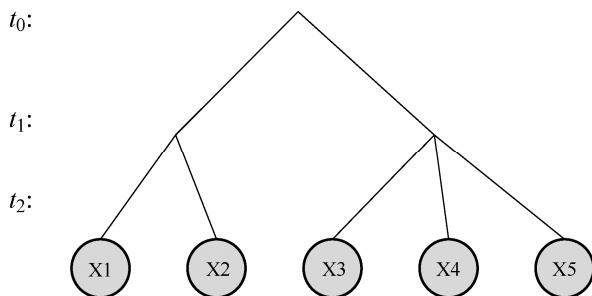


图 7-4 间接型结构

## 7.2.2 BDCCR 任务阶段的划分

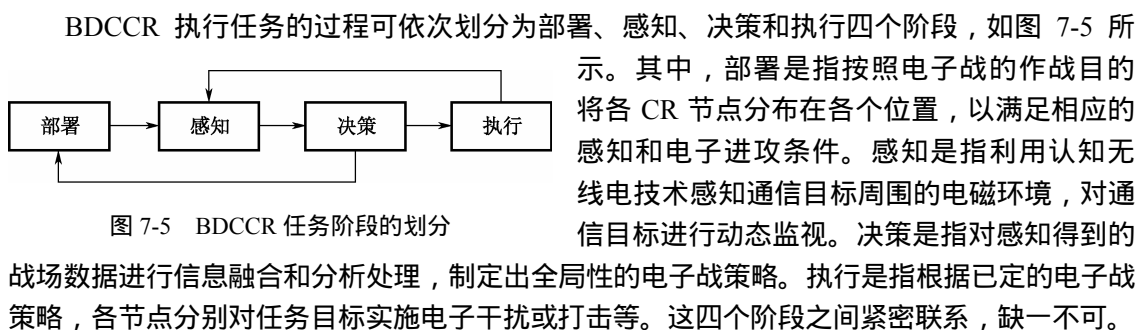


图 7-5 BDCCR 任务阶段的划分

除顺序经历四个阶段之外，在整个 BDCCR 任务过程中，节点还要不断地对任务执行情况进行新的感知，因此，执行阶段反馈作用于感知阶段。任务执行情况的数据输入至决策阶段，使其对进攻策略进行修改，重新引导电子进攻。另一方面，新的策略还可能包括对节点位置的重新部署，因此决策阶段同样作用于部署阶段。

下面分别对部署、感知、决策及执行四个阶段进行阐述。

## 7.2.3 BDCCR 部署

### 1. 部署方式的确定

部署方式即各终端设备的位置安排方式。部署问题并不是一个新问题，自从通信电子战正式出现以来，通信对抗双方就下大力气优化电子设备空间分布方案，从而使各自的电子设备能够发挥出最大的使用效能。例如，电子侦察设备通常被部署在电磁视野开阔、通信信道衰减小的位置（高地、阵地前沿等）。而电子进攻设备则经常被部署于干扰范围广、干扰信道衰减小的位置（使用电子干扰飞机等）。然而，这些部署方式更多考虑的是设备与设备之间的对抗模型，对于体系对抗的考虑不足。具体来说，就是对全局情报质量、设备间的互联互通、协作进攻以及快速调整等方面考虑不足，导致整体作战效率不够高。

部署是 BDCCR 必然要遇到的问题，由于要考虑的因素更多，其问题复杂度要比传统方式高出许多。一方面，部署应以情报感知和执行进攻的最优化为原则进行。另一方面，一旦战场态势发生变化，BDCCR 还应当做出相应的部署调整。

可以看出, 部署方式实际上是一个多目标最优规划问题。规划的目标包括感知情报信息量大、质量高, 方便执行更猛烈的通信电子进攻, 利于实时做出空间部署的调整等。规划的约束条件是战场环境的限制、现有装备的技术水平、现有装备的种类数量等。该问题用最优规划模型可表示为:

决策变量: 各 BDCCR 节点的部署位置

决策目标: 感知情报信息量大、质量高, 便于执行有效的通信电子进攻, 利于实时做出空间部署的调整等

约束条件:

$$\text{s.t.} \left\{ \begin{array}{l} \text{战场地理条件} \\ \text{阵地分布情况} \\ \text{现有装备种类、数量} \\ \text{现有装备的性能} \\ \vdots \end{array} \right.$$

规划的结果即为应采用的部署方案。一般情况下, 得益于节点小型化以及机动灵活性的特点, BDCCR 受战场地理条件影响较小。这一点反映在规划结果上为各节点能深入敌方通信网部署于距离敌方各通信电台较近的位置。于是, BDCCR 与敌方通信网将会紧密地交织在一起。

## 2. 快速调整部署

相比一般形式的通信电子战部署方式, BDCCR 的突出特点是方便进行快速的调整部署。由于战斗态势的变化, 一套电子战方案并不是一直都适用于当前的情况。一方展开了电子进攻, 另一方就必然有相应的措施来削弱甚至消除电子进攻的影响。要达到整体压制的目的, 就必须跟踪通信目标的最新动向, 并及时调整电子进攻策略。在调整的过程中, 很重要的一部分就是 CR 节点的调整部署 (或称重新部署)。

首先来看一个例子, 如图 7-6 所示。BDCCR 系统中, 节点 X、Y 和 Z 分布于战场空间中, 并对所覆盖范围内的通信辐射源进行监视。在时刻  $t$ , 通信目标位于 A 位置, 此时 X 和 Y 能够联合对其进行感知。当通信目标发射信号时, 二者就可以进行检测、测向及定位。若通信目标持续发射信号, BDCCR 系统将实时地跟踪该目标。设  $t'$  时刻, 目标电台运动至 A' 位置。由于 A' 位于 X 和 Y 节点的有效感知范围之外, 继续凭借 X 和 Y 节点对其进行检测的准确性及可靠性将大大下降, 因此必须重新调整系统内各节点的部署位置来实现对目标的重新锁定。可以考虑的方案分别可以是 X、Y 或 Z 节点运动至 A' 附近。但是, 从图中可以看出, 三个节点中只有 Z 节点距 A' 最近。若地形相似, 且各节点机动能力相同, 则必然优先考虑将 Z 节点调整至 A' 附近。显然, 这种方式的调整效率最高, 丢失情报时长最短。

这个例子体现了分布式体系的调整部署思想, 即不局限于某一部分节点, 而是灵活调动最优节点, 达到整体层面的电子支援效率。

再来看一个例子, 如图 7-7 所示。同样, X、Y 和 Z 三个节点分布于战场空间中。其中, X 节点对处于 A 位置的通信电台实施压制性干扰, Y、Z 节点对处于 B 位置的通信电台实施压制性干扰。另外, 处于 A 位置的电台威胁程度较高。某时刻, A 电台突然采取静默防

护，一段时间后，在  $A'$  位置发现该通信电台。此时  $X$  节点向  $A'$  方向运动，以尽快恢复对该电台的压制。在  $X$  节点运动期间，位于  $A'$  的电台处在“干扰真空”中，极有可能接收重要的信息。为了消除这种“干扰真空”，此时应自适应地调整  $Z$  节点的干扰目标，使其干扰波束转而指向  $A'$ 。同时，由于距离较远， $Z$  节点还需要增大干扰发射功率。这样就保证了全体目标均处于压制之中。

这个例子同样体现了分布式体系调整部署的思想，各个节点在不同时间的目标可以灵活安排和组合，即在时间和空间互相弥补，以保持全局的电磁优势。

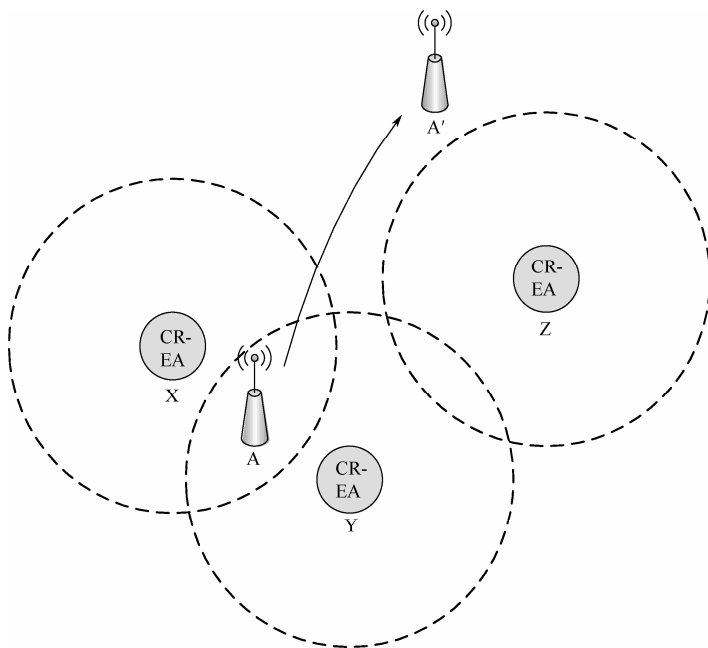


图 7-6 分布式调整感知的简单例子

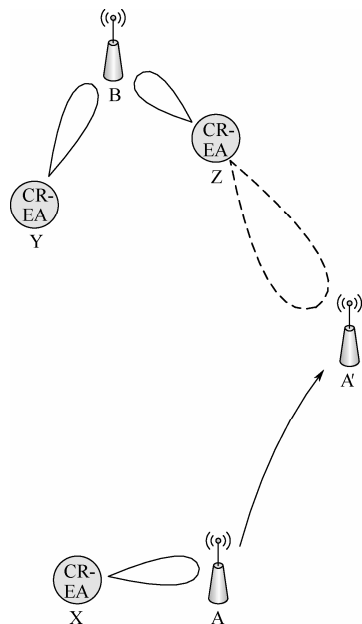


图 7-7 分布式调整进攻的简单例子

可以看出，BDCCR 部署并不是仅研究空间分布方案，而是同时考虑空间和时间多个维度上的分布。若所研究的空间是二维平面（例如地面节点的部署问题），则加上时间，部署问题一共涉及三个维度，如图 7-8 所示。每个节点的任务历程就对应着三维空间里的一条轨迹曲线（如图中粗线所示）。若所研究的是三维立体空间，则部署问题一共涉及四个维度。

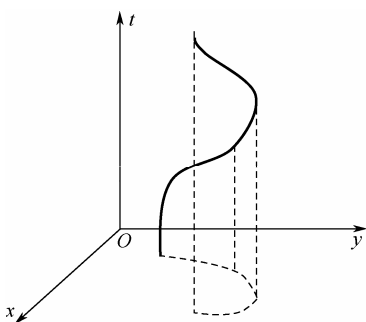


图 7-8 部署轨迹

在间接型的结构中，BDCCR 的组织结构可分成若干个层级，部署时可以将各个节点作为基本单位，也可以将某一层级上的元组作为基本单位。在包含节点数量较多的 BDCCR 系统中，选择在组织结构中的哪一层进行调动是一个重要的问题。这个问题的实质是在调动的复杂程度  $c$  和部署的最优性  $e$  之间进行权衡和取舍。部署所基于的层级越低，其调动的对象就越多，复杂程度  $c$  就越高，同时由于对

节点附加的限制（必须与某些其他节点保持一致）减少了，其部署的合理性（即最优性或称优劣程度） $e$  会相应地得到提升。



部署的优劣程度当然是越高越好,因此问题的关键在于系统能够承受的复杂度上限 $\eta_c$ 是多少。复杂度上限 $\eta_c$ 主要取决于各节点或各元组之间信息互联的稳定度 $s$ 、节点的机动性能(即时间效率) $m$ 以及部分失效的影响程度 $l$ 等。BDCCR系统中各部分之间的信息互联越稳定,节点的移动效率越高,则系统可承受的复杂程度越高。部分失效的影响程度 $l$ 是指,当系统中某一部分节点不能正常工作时,系统整体所遭受到的效能损失。 $l$ 是一个十分复杂的关于各个节点和环境的函数,因为不同节点以及节点所处的不同环境对于整体的影响程度不尽相同。

在系统所能承受的复杂度上限 $\eta_c$ 之下,可以选择优劣程度 $e$ 最高的调整层级。值得注意的是,这里的调整层级并不是一维的单一变量,而是多维变量。这是因整个系统的部署调整并不一定要在统一的层级上进行。若某一元组内各节点保持行动一致更为有利,那么就应保持该元组的整体性而不进行拆分。相反,若另一元组内的各节点更适合于分散行动,就应对其降低调整层级,将其拆分。如图7-9所示,粗线框表示调整部署时的基本单元,其分别位于层级 $t_2$ 、 $t_3$ 、 $t_3$ 、 $t_1$ 上。

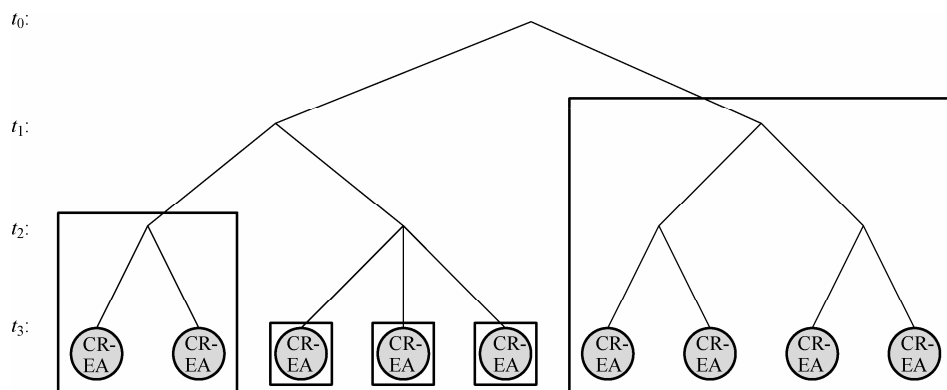


图 7-9 按照不同层级的调整部署

## 7.2.4 BDCCR 感知

BDCCR 感知是整个 BDCCR 系统获取情报的数据来源。从感知技术上来说, BDCCR 主要基于认知无线电技术进行环境感知。关于认知无线电的各种感知技术,在前面的章节中有过详细的介绍,这里不再赘述。本小节主要研究感知资源分配以及间断感知这两个 BDCCR 中的重要问题。

### 1. 感知资源的分配

BDCCR 系统在感知过程中可能出现多个 CR 节点对单个通信目标进行联合感知的情况,同样也有可能出现待感知目标多而 CR 节点少的情况。在后一种情况中,有限感知资源的分配问题非常关键。

感知资源的分配实际上可以看成是一个排队论问题。排队论是由荷兰数学家 A. K. Erlang 提出的,其产生背景是电话系统中的阻塞和等待的问题。排队系统一般由输入源(用户总体)、队列、排队规则以及一个或多个服务器组成,如图 7-10<sup>[3]</sup>所示。在这里研究的问题

中，用户是待跟踪分析的通信目标，服务器是感知节点。

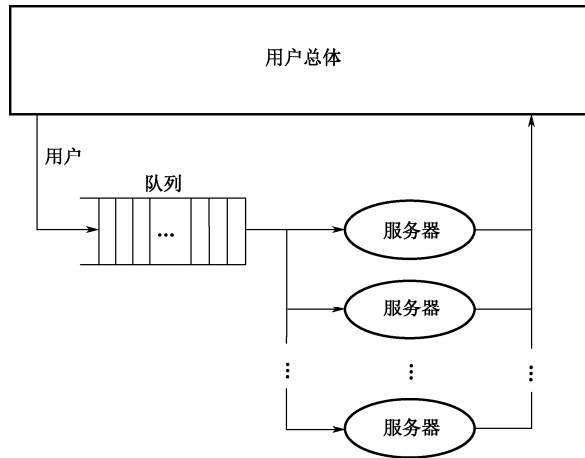


图 7-10 排队系统组成框图

在排队系统中，用户进入队列的间隔时间和每个用户的服务时间服从一定的统计分布，涉及的分布通常包括指数分布、爱尔兰分布等。而在通信目标的环境中，通信信号的出现近似呈指数分布<sup>[3]</sup>。排队论中常见的排队规则包括先到先服务（FCFS）及后到先服务（LCFS）等。结合通信电子战中的实际情况，有时还有必要为一些具有特殊意义的通信目标赋予特别的优先级。一旦这种通信目标出现在队列中，要优先对其进行跟踪感知。

BDCCR 中的排队模型较为复杂，需要考虑的外界因素也比较多，但是无论复杂程度如何，其原理都是类似的。因此，我们以最为简单的 M/M/1 模型来介绍基本原理。

在 M/M/1 中，第一个“M”是指通信目标出现的时间间隔服从马尔可夫分布（指数分布），第二个“M”是指对单个通信目标的跟踪感知时间服从马尔可夫分布（指数分布），“1”是指服务器的数量为 1。设  $f(t)$  为通信目标出现速率的概率密度函数， $g(t)$  为跟踪时间的概率密度函数，根据指数分布的定义，有

$$f(t) = \lambda e^{-\lambda t} \quad (7-1)$$

$$g(t) = \mu e^{-\mu t} \quad (7-2)$$

式中， $\lambda$  为目标的平均出现速率， $\mu$  为跟踪感知的平均速率。定义系统利用率  $\rho$  为系统繁忙时间占总时间的比例，据此定义，可推得

$$\rho = \frac{\lambda}{\mu} \quad (7-3)$$

当系统处于稳定状态时，系统中存在  $n$  个通信目标的概率为

$$P_n = (1 - \rho) \rho^n \quad (7-4)$$

因此可求得系统中通信目标的平均数目为

$$L = \sum_{n=0}^{\infty} n P_n = \sum_{n=0}^{\infty} n (1 - \rho) \rho^n = \frac{\rho}{1 - \rho} \quad (7-5)$$

在排队理论中,当系统处于稳定状态时,则有  $L = \lambda W$ , 其中  $W$  为每个用户的平均系统时间(即存在与系统内的平均总时间,是平均等待时间  $W_q$  和平均服务时间  $\frac{1}{\mu}$  之和)。根据式(7-5),有

$$W = \frac{\rho}{\lambda(1-\rho)} \quad (7-6)$$

平均等待时间为

$$W_q = W - \frac{1}{\mu} = \frac{\rho^2}{\lambda(1-\rho)} \quad (7-7)$$

另外,队列长度为

$$\begin{aligned} L_q &= E[n] - \rho \\ &= \frac{\rho}{1-\rho} - \rho \\ &= \frac{\rho^2}{1-\rho} \end{aligned} \quad (7-8)$$

以上是 M/M/1 模型的分析,其他排队模型的原理与其相似。参考文献[3]对一些模型进行了归纳,见表 7-1。

表 7-1 队列类型及其特点

模 型	服务器利用率( $\rho$ )	平均等待时间( $W_q$ )	队列平均长度( $L_q$ )
M/M/1	$\rho = \frac{\lambda}{\mu}$	$\frac{\rho}{\lambda(1-\rho)}$	$\frac{\rho^2}{1-\rho}$
M/M/N	$\frac{\rho}{N}$	NA	$P_0 \frac{\rho^N}{N!} \frac{\rho/N}{(1-\rho/N)^2}$
M/D/1	NA	$\frac{L_q}{\lambda}$	$\frac{\rho^2}{2(1-\rho)}$
M/D/N		没有简单公式	
M/E <sub>k</sub> /1		$\frac{1+k}{2k} \frac{\lambda}{\mu(\mu-\lambda)}$	$\frac{1+k}{2k} \frac{\lambda^2}{\mu(\mu-\lambda)}$
M/E <sub>k</sub> /N		没有简单公式	
M/G/1	NA	$\frac{L_q}{\lambda}$	$\frac{\lambda^2 \sigma^2 + \rho}{2(1-\rho)}$

排队分析的结果可以为如何设置 CR 节点提供数学上的依据。例如,在通信目标较为密集的区域,用户数较大,若相应的服务器数量不足或服务时间过长,则必然导致平均等待时间和队列长度过长,即过多的通信目标得不到应有的跟踪感知。因此,必须增加在这类区域的 CR 节点数量或提高单个 CR 节点的感知—攻击效率(缩短平均服务时间  $\frac{1}{\mu}$ )。

## 2. 收发隔离

收发互扰是各种电子设备经常遇到的问题,当相对强的发射信号能量通过某种耦合途径

进入敏感程度很高的接收机时，接收机将受其影响而无法正常工作。对于 BDCCR 中的节点来说，由于感知和干扰共用平台，干扰—接收之间的距离很近，所以收发互扰的问题更为严重。

解决收发互扰问题的途径是提高接收机和干扰机之间的隔离度。可以考虑的方法包括优化天线方向图、设置极化差异、相关干扰抵消和收发分时等。

优化天线方向图的方法通过一定的天线技术使接收天线和发射天线的波束在指向对方的方向上增益尽量小。但适用于通信频段的天线通常波束较宽，因此在实际中并不容易形成满足隔离要求的波束。

将接收天线和干扰天线设置成不同的极化方式也可以提高隔离度。例如，右旋圆极化与左旋圆极化天线之间有 25dB 的隔离度<sup>[4]</sup>。

相干干扰抵消方法在某种程度上类似于雷达技术中的旁瓣匿影技术，其原理如图 7-11<sup>[4]</sup>所示。除侦察接收天线和干扰发射天线之外，在侦察接收天线的位置另外设置一副接收天线指向干扰发射天线，用以接收干扰天线泄露到接收天线方向的干扰信号。将这个泄露信号进行反相处理后与侦察接收信号相加，就能抵消掉后者中的干扰信号成分，从而在结果上实现收发隔离。

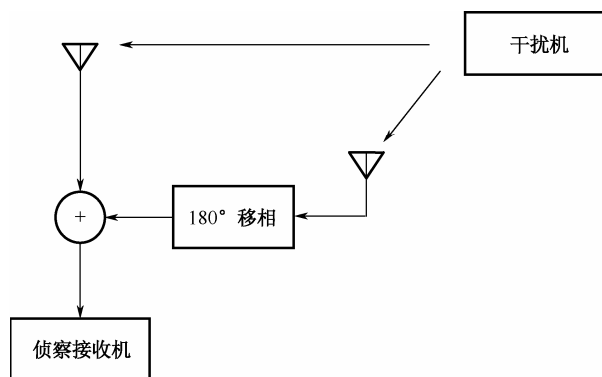


图 7-11 相关干扰抵消

在典型的雷达系统中，收发共用一副天线，这时就需要通过分时来实现收发隔离。雷达通常在发射和接收通道的交汇点设置一个称为收发开关的微波器件，而收发开关在某一时刻只能选通接收通道或发射通道两者中的一路。分时的思想同样可以运用到 BDCCR 节点中，即形成间断感知模式，如图 7-12 所示。

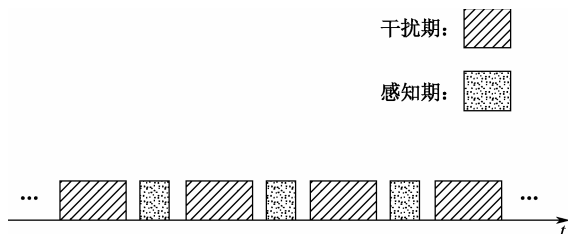


图 7-12 间断感知模式

在 BDCCR 系统中，存在不同 CR 节点之间相距很近的情况，CR 节点之间的互扰也会非常严重，这就要求在各个节点之间进行感知和干扰的协调。例如，当使用 A 节点干扰、B 节点感知时，若 A 的干扰信号足以对 B 产生严重影响，则必须保持在同一时刻至多只有一

个节点工作，如图 7-13 所示。

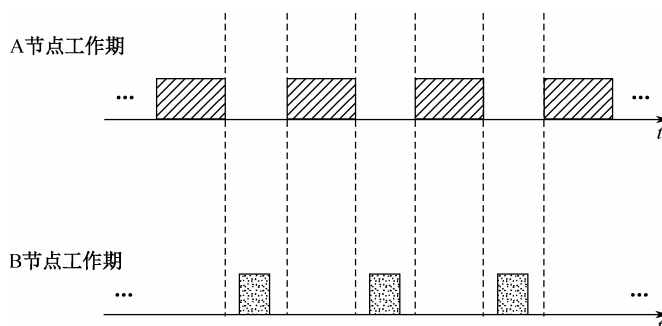


图 7-13 两节点情况下收发隔离示例

## 7.2.5 BDCCR 决策

BDCCR 决策主要包括感知信息的信息融合及节点进攻管理两个过程。

### 1. 信息融合

决策是 BDCCR 实现多节点信息综合利用的关键阶段。各个节点的感知数据通过各种融合方式形成统一的判断决策，并根据这种判断决策引导各节点实施电子进攻。这个过程的重点就是多节点的信息融合。参考文献[5]将信息融合的定义概括为：利用计算机技术对按时序获得的若干传感器的观测信息在一定准则下加以自动分析、优化综合以完成所需的决策和估计任务而进行的信息处理过程。

人脑就是一个高级的信息融合系统，它能够通过对各种传感器（眼、耳、鼻、触觉等）接收的信号进行综合处理从而对目标对象做出判断。事实上，各种人工的信息融合系统都可以看成是对人脑功能的模仿和延伸。在军事领域，一个典型的信息融合系统就是雷达情报网。多部雷达通过彼此组网能够实现对空的联合监视和信息共享，这对于提高预警系统的生存能力和情报质量都十分有利。BDCCR 采用分布式的节点部署方式，只有将位于不同位置的节点信息综合处理，才能在最大程度上利用这些来自多角度的信息，从而提供最全面、最优质的情报，因此，BDCCR 在决策方面同样是一个信息融合系统。

信息融合理论按照信息抽象的 5 个层次，将融合分为 5 级，即检测级融合、位置级融合、属性（目标识别）级融合、态势评估与威胁估计<sup>[5]</sup>，一般主要研究前三层。其中，检测级融合主要针对检测判决的结果进行融合；位置级融合是在传感器探测目标所在位置的基础上融合；目标识别级的融合用以判断目标的特性，即解决“何种目标”的问题。

### 2. 进攻管理

在 BDCCR 系统中，CR 节点一方面是传感器，另一方面还是进攻单元。在获取态势及威胁的估计后，如何制定出最优的节点进攻方案，分配各个节点的进攻任务，对整个作战行动的结果起到关键性作用。因此，节点的进攻管理是 BDCCR 决策中的又一项重点。

将所有的 CR 节点看成一个集合  $X$ ，再将所有的通信目标看成是集合  $B$ ，则节点进攻管理实际上是在  $A$  和  $B$  两个集合之间建立了一种对应关系。将这种对应关系的全体看成集合

Z, 再将系统中能够使用的干扰样式及参数 (为方便起见, 可把样式和参数统称为参数) 看成集合 W, 则节点进攻管理还在集合 Z 和 W 之间建立了另一种对应关系, 如图 7-14 所示。

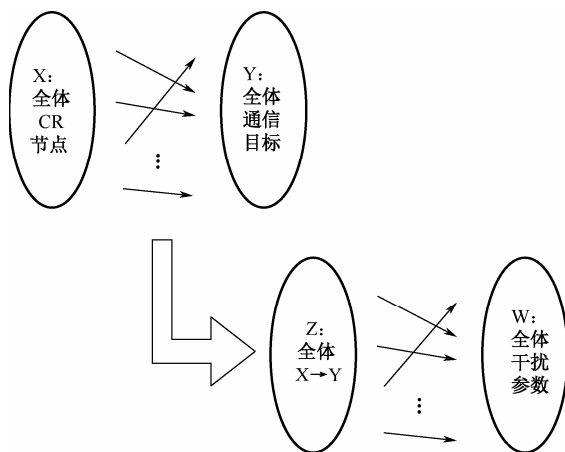


图 7-14 节点进攻管理

信息融合与节点进攻管理是形成体系进攻能力的关键, 在整个 BDCCR 系统中扮演着至关重要的角色。在后续的 7.3 节和 7.4 节中将对它们进行较为详细的阐述。

## 7.2.6 BDCCR 执行

BDCCR 执行主要包括电子干扰、基于 CR 节点的火力打击以及基于第三方平台的火力打击。攻击的过程强调协作, 通过协作的方式, 将已有的进攻手段整合起来, 形成整体优势。另外, 协作的方式还为体系进攻提供了一些新的战法, 以多点同压制和多点闪烁压制为典型代表。7.4 节对 BDCCR 执行的细节进行了详细的讨论。

## 7.3 情报的核心——信息融合

在结构上, BDCCR 的信息融合可分为分布式和集中式两大类。事实上, 多传感器信息融合理论中的结构远不止这两类。但在各种结构中, 分布式和集中式两种结构最为普遍也最为基础, 其原理可以相应地推广到其他结构中, 因此, 这里泛化地将 BDCCR 的各种融合结构成分布式和集中式两大类。何友博士等在参考文献[5]中对各种结构的信息融合进行了系统详细的介绍, 本节中的内容也大量参考了参考文献[5]。本节的最后对目标识别、态势评估及威胁评估进行了介绍, 由于这三方面的内容牵涉模式识别、人工智能、决策支持等多领域知识, 故仅进行略述。

### 7.3.1 分布式融合

分布式融合是指由局部节点先对感知数据进行一定的检测处理, 再将处理的结果送至融合中心形成统一决策的融合方式, 如图 7-15 所示。在分布式结构中, 节点传输给融合中心的数据经过了节点的压缩, 因此传送时占据的带宽相对较小, 通信量较低, 同时也降低了融

合中心的运算负荷, 实现起来较为容易。这种结构具有成本低、生存能力强等优点。

### 1. 硬判决融合

硬判决是指判决结果为“是或否”(“0或1”)的检测问题。设局部节点个数为 $N$ , 每个节点所做出的局部判决为 $u_i (i=1, 2, \dots, N)$ , 则假设检验问题可表示为

$$u_i = \begin{cases} 0, & \text{假设 } H_0 \text{ 成立} \\ 1, & \text{假设 } H_1 \text{ 成立} \end{cases} \quad (7-9)$$

硬判决融合的基本模型如图 7-16 所示。在硬判决融合中, 融合中心接收来自各个局部节点的判决结果 $u_i$ , 然后按照一定的融合规则进行融合处理, 输出全局判决 $u_0$ , 即

$$u_0 = \begin{cases} 0, & \text{全局判决 } H_0 \text{ 成立} \\ 1, & \text{全局判决 } H_1 \text{ 成立} \end{cases} \quad (7-10)$$

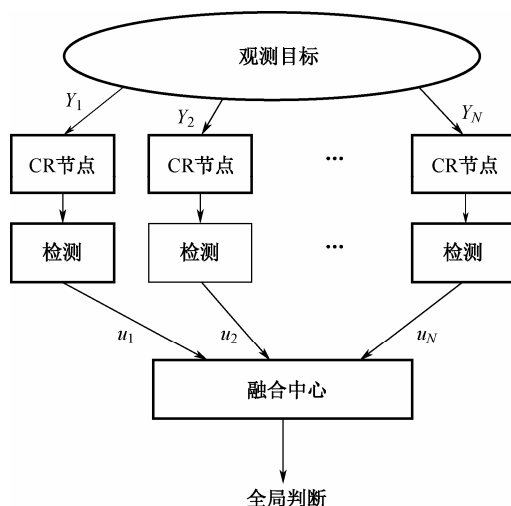


图 7-15 分布式融合结构

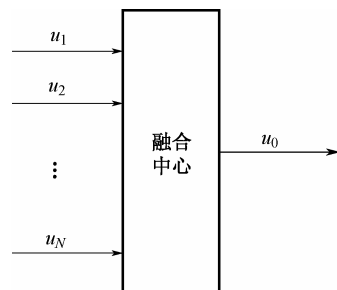


图 7-16 硬判决融合基本模型

可以看出, 融合中心实际上可以等效为一个系统, 这个系统的输入为 $N$ 个 0/1 变量 $u_i (i=1, 2, \dots, N)$ , 而系统的输出为 1 个 0/1 变量 $u_0$ 。信息融合问题的研究重点就在于如何选取这个系统的最优融合规则(判决规则)。当 $N=2$ 时, 这个系统可能存在 16 种判决规则; 当 $N$ 更大时, 可能存在的判决规则数也将更多。这就扩大了选取最优规则的寻找范围, 不利于信息融合的实现。要解决这个问题, 自然而然能想到的一种思路就是增加一步预筛选, 把那些显然不合理的规则排除掉, 然后在相对较小的范围内寻找最优融合规则。单调增原则就是一种这样的预筛选工具。

设 $d(u_1, u_2, \dots, u_N)$ 是融合中心的判决函数, 即 $u_0 = d(u_1, u_2, \dots, u_N)$ ,  $U = \{u_1, u_2, \dots, u_N\}$ ,  $S_k$ 是在 $N$ 个局部判决中由判决为 1 的局部判决所构成的集合, 下标 $k$ 表明 $S_k$ 的元素个数为 $k$ ,  $U - S_k$ 是在 $N$ 个局部判决中由判决为 0 的局部判决所构成的集合, 又设 $S_n$ 是包含 $S_k$ 的任一集合,  $n > k$ 。若融合中心的判决函数 $d$ 满足

$$d(S_k, U - S_k) = 1 \Rightarrow d(S_n, U - S_n) = 1, \forall S_n \supset S_k \quad (7-11)$$

则称融合规则  $d$  是单调增的<sup>[5]</sup>。单调增原则的含义是，对于已确定的全局判决结果  $u_0 = m$ , ( $m = 0, 1$ )，支持该判决结果的节点数的增加将不会带来全局判决结果的改变，或者说不会使其支持度下降。

通过单调增原则能够使融合规则的考虑范围得到缩减，表 7-2<sup>[5]</sup>给出了节点数分别为 2, 3, 4 时所有可能的规则数和满足单调增的规则数。

表 7-2 单调融合规则数

局部节点数 $N$	可能的融合规则	单调融合规则数
2	16	6
3	256	20
4	65 536	168

在假设检验问题中，贝叶斯准则以及各种派生准则被广泛应用于建立最优的判决规则。这里考虑基于最小平均代价准则的信息融合判决问题。根据最小平均代价准则，可以写出如下关于似然比函数的判决表达式

$$\frac{P(u_1, u_2, \dots, u_N | H_1)}{P(u_1, u_2, \dots, u_N | H_0)} \underset{H_0}{\overset{H_1}{\gtrless}} \frac{P_0(c_{10} - c_{00})}{P_1(c_{01} - c_{11})} \triangleq \eta \quad (7-12)$$

式中， $c_{ij}$  为当假设  $H_j$  为真时全局判决为  $H_i$  的代价因子， $P_i$  为假设  $H_i$  成立的先验概率。假设在整个 BDCCR 系统中，各节点的判决相互独立，则式 (7-12) 等号左边部分可做如下变形：

$$\begin{aligned} \frac{P(u_1, u_2, \dots, u_N | H_1)}{P(u_1, u_2, \dots, u_N | H_0)} &= \prod_{i=1}^N \frac{P(u_i | H_1)}{P(u_i | H_0)} \\ &= \prod_{S_1} \frac{P(u_i = 1 | H_1)}{P(u_i = 1 | H_0)} \prod_{S_0} \frac{P(u_i = 0 | H_1)}{P(u_i = 0 | H_0)} \\ &= \prod_{S_1} \frac{1 - P_{M_i}}{P_{F_i}} \prod_{S_0} \frac{P_{M_i}}{1 - P_{F_i}} \end{aligned} \quad (7-13)$$

将式 (7-13) 代入式 (7-12)，再取对数，可以得到

$$\sum_{S_1} \ln \frac{1 - P_{M_i}}{P_{F_i}} + \sum_{S_0} \ln \frac{P_{M_i}}{1 - P_{F_i}} \underset{H_0}{\overset{H_1}{\gtrless}} \ln \eta \quad (7-14)$$

即

$$\sum_{i=1}^N \left[ \ln \frac{(1 - P_{M_i})(1 - P_{F_i})}{P_{M_i} P_{F_i}} \right] u_i \underset{H_0}{\overset{H_1}{\gtrless}} \ln \left[ \eta \prod_{i=1}^N \frac{1 - P_{F_i}}{P_{M_i}} \right] \quad (7-15)$$



式(7-15)即为在硬判决情况下基于最小平均代价准则的全局判决式。从式中可以看出,各局部节点被赋予的权值取决于各节点检测的虚警概率  $P_{F_i}$  及漏警概率  $P_{M_i}$ , 判决门限取决于  $P_{F_i}$ 、 $P_{M_i}$  及似然比阈值  $\eta$ , 而似然比阈值  $\eta$  又与代价因子及各种假设的先验概率有关。另外,参考文献[6]指出该融合规则满足单调增原则。

## 2. 软观测的融合

在硬判决中,局部节点的输出结果只可能是 0 或 1。而在软判决中,局部节点的输出则有更多的可能。各个节点的观测域被划分为  $J$  个互不相交的子区域,若第  $i$  个节点观测现象位于第  $j$  个子区域中,则该节点的局部判决结果为  $u_i = j (j = 0, 1, \dots, J-1)$ , 并将其送入融合中心。

与硬判决类似,通过最小平均代价准则可以得到如下似然比判决式:

$$\frac{P(u_1, u_2, \dots, u_N | H_1)}{P(u_1, u_2, \dots, u_N | H_0)} \underset{H_2}{\underset{H_1}{\gtrless}} \frac{P_0(c_{10} - c_{00})}{P_1(c_{01} - c_{11})} \triangleq \eta \quad (7-16)$$

由于各节点相互独立,上式等号的左边可变形为

$$\begin{aligned} \frac{P(u_1, u_2, \dots, u_N | H_1)}{P(u_1, u_2, \dots, u_N | H_0)} &= \prod_{i=1}^N \frac{P(u_i | H_1)}{P(u_i | H_0)} \\ &= \prod_{j=0}^{J-1} \prod_{S_j} \frac{P(u_i = j | H_1)}{P(u_i = j | H_0)} \end{aligned} \quad (7-17)$$

将式(7-17)代入式(7-16)并取对数,得到

$$\sum_{j=0}^{J-1} \sum_{S_j} \ln \left( \frac{\beta_{ji}}{\alpha_{ji}} \right) \underset{H_0}{\underset{H_1}{\gtrless}} n \eta \quad (7-18)$$

式中,

$$\begin{aligned} \alpha_{ji} &= P(u_i = j | H_0) \\ \beta_{ji} &= P(u_i = j | H_1) \end{aligned} \quad (7-19)$$

式(7-18)即为软判决情况下基于最小平均代价准则的全局判决式。

## 3. 带直接观测的融合

在前面讨论的硬判决和软判决融合问题中,融合中心的输入均为局部判决的结果,其模型如图 7-16 所示。下面讨论在局部节点向融合中心输送检测结果的同时,融合节点本身也进行观测的情况。为此,将融合节点的观测记为  $y_0$ , 于是带直接观测的融合基本模型如图 7-17 所示。

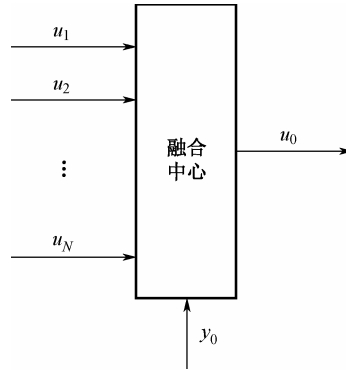


图 7-17 带直接观测的融合基本模型

融合中心的输入包括各节点判决  $u_i (i=1, 2, \dots, N)$  及  $y_0$ ，此时的似然比判决式为

$$\frac{f(y_0|H_1) P(u_1, u_2, \dots, u_N|H_1)}{f(y_0|H_0) P(u_1, u_2, \dots, u_N|H_0)} \underset{H_0}{\overset{H_1}{\gtrless}} \frac{P_0(c_{10} - c_{00})}{P_1(c_{01} - c_{11})} \triangleq \eta \quad (7-20)$$

将式(7-20)中关于  $y_0$  的似然比记为  $\lambda(y_0)$ ，即

$$\lambda(y_0) = \frac{f(y_0|H_1)}{f(y_0|H_0)} \quad (7-21)$$

则有

$$\lambda(y_0) \prod_{j=0}^{J-1} \prod_{S_j} \frac{\beta_{ji}}{\alpha_{ji}} \underset{H_0}{\overset{H_1}{\gtrless}} \eta \quad (7-22)$$

或

$$\lambda(y_0) \underset{H_0}{\overset{H_1}{\gtrless}} \eta \prod_{j=0}^{J-1} \prod_{S_j} \frac{\alpha_{ji}}{\beta_{ji}} \quad (7-23)$$

将式(7-22)取对数可得到

$$\ln \lambda(y_0) + \sum_{j=0}^{J-1} \sum_{S_j} \ln \left( \frac{\beta_{ji}}{\alpha_{ji}} \right) \underset{H_0}{\overset{H_1}{\gtrless}} \ln \eta \quad (7-24)$$

上式(7-24)即为在带直接观测情况下基于最小平均代价准则的信息融合规则。

### 7.3.2 集中式融合

在 BDCCR 系统中，感知的目的不仅仅是为攻击通信目标而做准备，有时还要对目标进行位置上的跟踪，以推测敌方部队行动计划及作战企图等。简单的情况下，一至两部测向机就能够完成此任务。然而，在实际战场上通信辐射源密度较大的情况下，这种较为原始的跟踪方法不再适用。通过对 BDCCR 系统中分布在各个位置的 CR 感知节点信息进行融合处理，能够同时对多个通信目标进行跟踪。其中，需要各 CR 感知节点把各自的目标位置量测发送至融合中心，这种融合结构称为集中式融合结构，如图 7-18 所示。

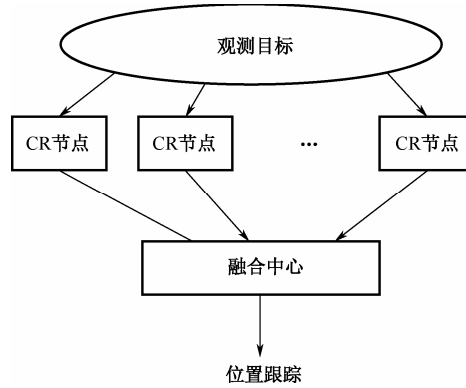


图 7-18 集中式融合结构

针对多个目标的位置跟踪问题的核心是数据互联问题，即将来自于多个 CR 节点的感知数据与被感知目标之间建立一种互联关系，确定每个节点量测所归属的目标。在用于多传感器数据互联的各种算法中，联合概率互联算法（JPDA）是主要的基础。下面对 JPDA 的基本模型以及在此基础之上的多传感器多目标跟踪算法进行简要的介绍。

### 1. JPDA 的基本模型<sup>[5]</sup>

在节点对目标进行定位时，由于复杂电磁环境、测量误差等不确定因素的存在，节点量测与目标之间的对应关系被不同程度地破坏，从而造成了数据互联系关系的模糊。数据互联算法所做的工作就是利用多个节点对同一目标感知数据的相似性来挖掘出这种对应关系，实现对目标的跟踪。

在介绍模型前，首先明确 JPDA 算法所依据的两个基本假设，分别是：

每一个量测都有唯一的源，不考虑不可分辨的探测情况；

对于一个给定的目标，最多有一个量测以其为源。

设要对  $T$  个目标进行跟踪，在离散的时间点上获取观测，每个观测都由几个测量组成。测量可能源于目标，也可能源于非目标。设  $X^t(k)$  ( $1 \leq t \leq T$ ) 为第  $k$  个测量时刻目标  $t$  的状态向量。假设输入项为零，则目标运动的状态方程为

$$X^t(k+1) = \Phi^t(k)X^t(k) + G^t(k)V^t(k), t=1,2,\dots,T \quad (7-25)$$

式中， $\Phi^t(k)$  为状态转移矩阵， $G^t(k)$  为噪声分布矩阵， $\Phi^t(k)$  和  $G^t(k)$  均为已知， $V^t(k)$  为高斯随机噪声向量，其具有零均值和已知协方差，且与目标初始状态相互独立。

设  $m_k$  为  $k$  时刻跟踪门中的确认测量数，则观测方程为

$$Z_l(k) = H(k)X^t(k) + W^l(k), t=1,2,\dots,T; l=1,2,\dots,m_k \quad (7-26)$$

式中， $Z_l(k)$  为观测向量， $H(k)$  为已知的观测矩阵， $W^l(k)$  是已知协方差的相互独立的零均值高斯噪声向量。

通常利用确认矩阵表示感知所得的量测与各目标跟踪门的对应关系，其定义为

$$\Omega = [\omega_{jt}], j=1,2,\dots,m_k; t=0,1,\dots,T \quad (7-27)$$

式中,  $\omega_{jt}$  为二进制变量,  $\omega_{jt}=1$  表示量测  $j$  落入目标  $t$  的确认门内<sup>[7]</sup>,  $\omega_{jt}=0$  则表示  $j$  未落入  $t$  的确认门内。特别地,  $t=0$  表示没有目标,  $\omega_{j0}=1$ 。

当量测同时落入多个跟踪门中时, 该量测可能源于多个目标中的一个, 也就是说, 此时存在多种不同联合事件的可能性。联合概率事件数据互联就是要计算量测属于各个目标源的概率。

常用  $\theta_i(k)$  表示第  $i$  个联合事件,  $\theta(k)=\{\theta_i(k)\}_{i=1}^{n_k}$  表示所有  $n_k$  个联合事件的集合,  $\theta_{jt_j}^i(k)$  表示量测  $j$  在第  $i$  个联合事件中源于目标  $t_j$  ( $0 \leq t_j \leq T$ ) 的事件, 即联合事件中的一个子事件。联合事件  $\theta_i(k)$  与子事件  $\theta_{jt_j}^i(k)$  的关系为

$$\theta_i(k) = \bigcap_{j=1}^{m_k} \theta_{jt_j}^i(k) \quad (7-28)$$

其中, 符号 “ $\cap$ ” 表示事件的联合。

根据以上定义, 可以将联合互联事件表示成如下互联矩阵:

$$\hat{\Omega}(\theta_i(k)) = [\hat{\omega}_{jt}^i(\theta_i(k))], \quad j=1, 2, \dots, m_k; i=1, 2, \dots, n_k \quad (7-29)$$

其中,

$$\hat{\omega}_{jt}^i(\theta_i(k)) = \begin{cases} 1 & \text{若 } \theta_{jt}^i(k) \subset \theta_i(k) \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (7-30)$$

由 JPDA 的两个基本假设, 可以得到互联矩阵所必须满足的两个条件, 即

$$\sum_{t=0}^T \hat{\omega}_{jt}^i(\theta_i(k)) = 1, \quad j=1, 2, \dots, m_k \quad (7-31)$$

$$\sum_{j=0}^{m_k} \hat{\omega}_{jt}^i(\theta_i(k)) = 1, \quad t=1, 2, \dots, T \quad (7-32)$$

同样由 JPDA 的两个基本假设, 还能够得到从确认矩阵拆分得到互联矩阵的方法, 即拆分必须遵循两个原则:

在确认矩阵的每一行, 选出且仅选出一个 1, 作为互联矩阵在该行唯一的非零元素。

在拆出来的互联矩阵中, 除第一列外, 每列最多只能有一个非零元素。

例如, 在图 7-19<sup>[5]</sup>所示的情况下, 可直接写出确认矩阵  $\Omega$ , 并按照上述两个原则拆分成 8 个互联矩阵。

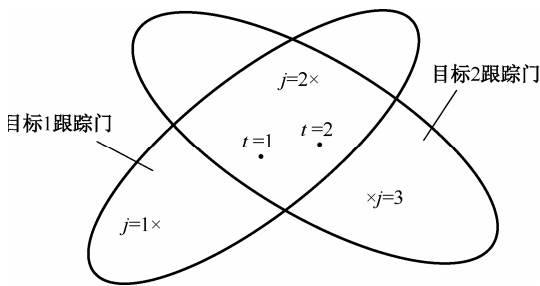


图 7-19 确认矩阵拆分示例

确认矩阵为

$$\Omega = [\omega_{jt}] = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (7-33)$$

拆出的 8 个互联矩阵分别为

$$\begin{aligned}
 \hat{\mathbf{\Omega}}(\theta_1(k)) &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} & \hat{\mathbf{\Omega}}(\theta_2(k)) &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} & \hat{\mathbf{\Omega}}(\theta_3(k)) &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\
 \hat{\mathbf{\Omega}}(\theta_4(k)) &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} & \hat{\mathbf{\Omega}}(\theta_5(k)) &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} & \hat{\mathbf{\Omega}}(\theta_6(k)) &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \\
 \hat{\mathbf{\Omega}}(\theta_7(k)) &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} & \hat{\mathbf{\Omega}}(\theta_8(k)) &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{7-34}$$

这 8 个互联矩阵就代表着可能存在的 8 个联合互联事件。

从统计学意义上来说，某个量测和某个目标之间存在一定的概率以量化地描述该量测来源于此目标的可能性。为此，定义互联概率为

$$\beta_{jt}(k) = P[\theta_{jt}(k) | \mathbf{Z}^k], j = 0, 1, \dots, m_k; t = 0, 1, \dots, T \tag{7-35}$$

式中， $\beta_{jt}(k)$  为第  $j$  个量测与目标  $t$  互联的概率。特别地， $j = 0$  表示没有量测与目标  $t$  互联。根据 JPDA 的基本假设及式(7-35)，可得目标  $t$  在  $k$  时刻的状态估计为

$$\hat{\mathbf{X}}(k|k) = \sum_{j=0}^{m_k} \beta_{jt}(k) \hat{\mathbf{X}}_j^t(k|k) \tag{7-36}$$

式中，

$$\hat{\mathbf{X}}_j^t(k|k) = E[\mathbf{X}^t(k) | \theta_{jt}(k), \mathbf{Z}^k] \tag{7-37}$$

其含义是在  $k$  时刻，利用第  $j$  个量测对第  $t$  个目标进行卡尔曼滤波的状态估计。

以上介绍了 JPDA 的基本模型、关于联合事件概率以及状态估计协方差的计算问题，参考文献[5]给出了详细的阐述。

## 2. 多传感器多目标跟踪算法

两种最重要的多传感器多目标跟踪算法是多传感器联合概率数据互联法 (MSJPDA) 和广义 S 域分配算法。MSJPDA 是在 JPDA 的基础上发展而来的，它有顺序和并行两种结构，通常顺序结构更优。广义 S 域分配算法将极大似然问题的求解转化为分配问题，是广义三维分配算法的推广。关于 MSJPDA 和广义 S 域分配算法，可参阅参考文献[5,7~12]，这里不做深入介绍。

### 7.3.3 目标识别、态势评估和威胁评估

关于目标识别的问题,本书第6章已进行过一定的阐述。由于CR节点采用分布式抵近的部署方式,相比第6章中的情况,BDCCR系统中感知数据的来源将更加广泛和可靠。值得注意的是,能用于目标识别的方法有很多,例如基于证据推理的方法<sup>[13]</sup>、基于模糊逻辑的方法<sup>[14]</sup>等,每种方法都有其自身的优势和缺陷。若仅用其中的一种方法来实现目标识别,则会影响整个系统的均衡性,造成稳健(鲁棒)性的不足。因此,较好的处理方案是在整个BDCCR系统中综合使用多种目标识别方法。

相对于前面所述的各种信息融合,态势评估和威胁评估(STA)的层级较高,往往直接服务于指挥员的分析与决策。其中,态势评估是对战场上敌我双方战斗力分配情况的综合评价过程,其最终表现形式通常是态势图。威胁评估是关于对我方打击能力和威胁程度的估计。态势评估是威胁评估的基础。态势评估和威胁评估的结构分别如图7-20和图7-21所示。



图 7-20 态势评估的结构



图 7-21 威胁评估的结构

态势图包括多个图层,主要有蓝、红、白三层视图。其中,蓝视图为敌方态势图,红视图为己方态势图,白视图为环境态势图。这种含有敌我双方及环境信息的图是威胁评估的重要基础。在威胁评估中,需要对战场的综合环境做出合理的判断,对敌方通信设备及通信网的类型、概况等进行详细的描述,并对敌方下一步的行动企图做出推测。同时,基于一定的先验知识,为敌方各分队、武器装备对己方的威胁程度评定等级。评级时考虑的因素包括敌分队详情、武器装备的性能、我方目标的致命程度以及敌我位置关系等。另外,利用人工智能的方法为决策人员提供一些参考方案,协助人脑决策。STA的具体实现技术有很多,主要包括期望模板技术、FOM技术、模糊逻辑、专家系统等。

## 7.4 效能的关键——体系攻击

BDCCR系统的作战效能体现为对敌方通信网的全面压制,破坏其正常工作。要发挥出应有的作战效能,关键在于成体系的攻击方式。体系攻击的前提是合理的进攻管理,而进攻管理的核心是任务分配方案。对此,参考文献[15]基于粒子群算法研究了任务分配的优化方案。这里主要讨论任务分配的基本模型以及应重点考虑的几方面因素。进攻的方式包括电子干扰及火力打击。体系进攻的优势体现为协作进攻,通过各种协作进攻战术,能够使进攻效果得到较大的改善。其中,最为典型的两种战术是多节点同时压制和多节点闪烁压制。由于BDCCR系统本身面临复杂的电磁环境,在全局信息融合决策失效时,各节点必须以自主的方式对目标进行攻击,以最大限度地压制敌方通信设备。本节针对以上几个问题分别展开讨论。

### 7.4.1 攻击任务的分配

攻击任务的分配是进攻管理的核心工作，其目的是形成进攻节点与通信目标之间的对应关系（第一步），以及该对应关系与干扰参数之间的对应关系（第二步）。为方便表示，将前一种对应关系定义为进攻元素，即第  $m$  个进攻节点与第  $n$  个进攻目标之间的对应称为一个进攻元素，并记为  $e_{mn}$ 。 $e_{mn}$  是二进制变量， $e_{mn}=1$  表示第  $m$  个进攻节点对第  $n$  个目标实施干扰， $e_{mn}=0$  表示第  $m$  个进攻节点不对第  $n$  个目标实施干扰。

在整个 BDCCR 系统范围内，全体进攻元素按照以进攻节点为行、以进攻目标为列的方式形成的矩阵称为进攻矩阵，记为  $J_e$ 。例如，在图 7-22 所示的 5 个干扰节点对付 3 部通信电台的情况下，进攻矩阵为式 (7-38)。

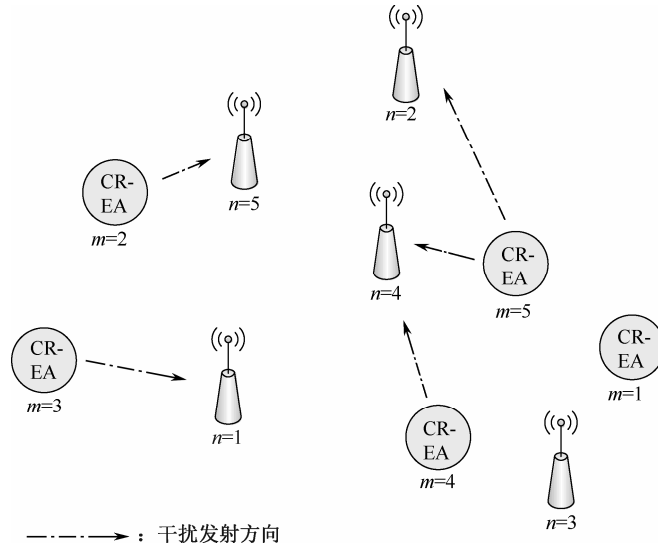


图 7-22 干扰矩阵示例

$$J_e = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (7-38)$$

可以看出，第一层对应关系，也就是攻击任务分配的第一步的实质就是确定攻击矩阵  $J_e$ 。而将已经确定的攻击矩阵中的“1”元素改写为其在矩阵中的二元坐标  $(m, n)$ ，再按照逐行依次首尾相接，经过转置，便得到一系列矢量  $J'_e$ ，称为进攻元素矢量。例如，图 7-21 中所对应的进攻元素矢量为

$$J'_e = [(2,5) (3,1) (4,4) (5,2) (5,4)]^T \quad (7-39)$$

将所有进攻节点所能提供的干扰参数排列成一个行矢量，记为  $\text{Prm}$ 。按照以进攻元素矢量  $J'_e$  为行，以  $\text{Prm}$  为列的方式能够形成另一个二进制矩阵，称为任务矩阵，记为  $T$ 。

中的元素  $t_{pq}$  为二进制变量,  $t_{pq}=1$  表示  $J'_e$  中第  $p$  个进攻元素使用第  $q$  个干扰参数。例如, 在图 7-21 中的情况下, 某一任务矩阵如表 7-3 所示。

表 7-3 任务矩阵示例

任务矩阵 $T$	Prm(1)	Prm(2)	Prm(3)	Prm(4)	...
$J'_e(1) = (2, 5)$	0	0	0	1	...
$J'_e(2) = (3, 1)$	0	0	0	0	...
$J'_e(3) = (4, 4)$	0	1	0	0	...
$J'_e(4) = (5, 2)$	0	0	1	0	...
$J'_e(5) = (5, 4)$	0	0	1	0	...

在节点较多或干扰机干扰参数范围较大时, 矢量 Prm 的维数将会很高。此时, 也可按照对于每个节点形成一个任务矩阵, 称为节点任务矩阵, 记为  $T_1, T_2, \dots, T_m, \dots$ 。所有节点任务矩阵按照节点顺序的合并就是任务矩阵, 换句话说, 节点任务矩阵是任务矩阵的简化拆分。

可以看出, 任务矩阵的确定就对应着攻击任务分配的第二步。总体来说, 攻击任务分配的过程主要体现为干扰矩阵和任务矩阵两者。在分配攻击任务时, 需要考虑与干扰有关的诸多因素, 下面对其中的一些主要因素进行阐述。

### 1. 空间位置

在各种通信信号传播的衰减模型中, 干扰机和目标通信接收机的空间位置都是至关重要的因素。例如, 在  $R^n$  模型中, 干信比  $\xi$  有如下表达式<sup>[16]</sup>:

$$\xi = \frac{P_J}{P_R} = \frac{P_{J_T} G_{JR} G_{RJ}}{P_T G_{TR} G_{RT}} 10^{n \lg(D_{TR}/D_{JR})} \quad (7-40)$$

通信双方的距离与干扰距离的比值  $\frac{D_{TR}}{D_{JR}}$  越大, 获得的干信比就越高, 干扰效果也就越好。其中, 通信距离  $D_{TR}$  往往不受干扰方的控制, 因此应当着重地减小干扰距离  $D_{JR}$ 。这也正是 BDCCR 抵近部署的优势所在。

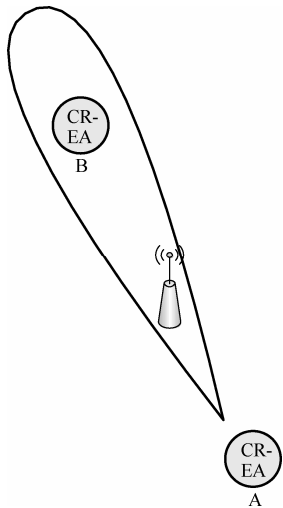


图 7-23 CR 节点间的己方自扰

在考虑减小干扰距离的同时, 还应兼顾当时当地的战场环境。CR 节点距目标过紧会使节点本身易于暴露, 遭致敌方的反向侦察和打击。某些目标采用定向通信方式, 此时在减小干扰距离的同时, 还应使 CR 节点位于通信天线的主瓣方位上, 即提升式 (7-40) 中的增益因子  $G_{RJ}$ 。在设置空间位置时, 同样要考虑己方自扰的问题。若己方 CR 节点 A、B 以及目标电台三者位于或大致位于同一条直线上, 且 B 节点处于感知状态时, 则可能发生严重的己方自扰, 如图 7-23 所示。毫无疑问, 指定空间位置时应避免这种现象的出现。

指定空间位置时还要充分考虑节点的机动能力和相关地域的地形等, 若节点平台为飞行器或航行器, 则气象、水域状况等也是必须纳入考虑的因素。合理的任务分配方案应在确定干扰矩阵时尽量利用位于目标附近的可用节点, 减小甚至避免不



必要的节点运动带来的“干扰真空”。

在采用多个节点对目标干扰时，要合理安排各节点相对于目标的空间角度，增大角度覆盖范围，使目标电台正常接收从其他方向发射的信号的概率压缩到最低。

## 2. 干扰能力

在整个 BDCCR 系统中，节点平台所搭载的干扰设备多种多样，它们在干扰能力上也存在差异。因此，任务的分配必须考虑各节点干扰能力的差异，合理规划各节点的节点任务矩阵。在规划节点任务矩阵时，必须遵循两个原则，即

分配给节点的任务不超出该节点的干扰范围；

最大程度地利用各节点的干扰能力。

其中，干扰范围主要是指节点所能发起有效电子干扰的频率、空域、样式等参数的范围。原则 是节点完成干扰任务的必要前提，一旦目标能够正常工作于节点的干扰范围之外，就意味着干扰任务的失败。原则 要求充分利用有限的节点干扰资源。

## 3. 目标性能

目标通信设备的性能也是必须与干扰能力一同考虑的因素。在完成目标识别的基础上，BDCCR 能对目标通信网中的各通信设备进行个体上的描述。根据先验知识，就能确定每个攻击目标的潜在通信能力，并以此为依据规划任务。

然而，在某些情况下，BDCCR 系统并不能掌握所有通信节点的个体特性，此时对于目标的判断主要基于先验知识和概率。在干扰节点的资源受限时，要算出在仅有数据和知识下出现概率最大的目标作为干扰对象，设置干扰节点。在干扰节点的资源较为宽裕时，要将门限降低，算出概率超出一定阈值的所有潜在目标，以其并集作为干扰对象，分配干扰资源。

另外，BDCCR 系统还必须为先验知识之外的新目标设置一定的冗余。设置冗余的依据来源于战前的分析，即通过对敌方技术发展水平、作战意图、部队编成及战场环境等要素的综合分析，得到关于战场可能出现新目标信号的工作范围。针对这个补充的范围，设置冗余节点或冗余方案，提升系统的应变能力。

## 4. 连续工作能力

现代战场对军事装备提出了全天候、全时域工作的要求，通信设备的使用通常没有严格的时间限制，随时可能收发信号。一旦节点的感知或干扰出现时间上的“真空”，敌方通信设备就能利用这个“真空”迅速传输信息。因此，CR 节点是否能够连续不断地对目标进行感知并且提供随时的进攻，很大程度上影响着 BDCCR 是否能够成功实现通信压制。

一般情况下，要做到在整个战役过程中对每个通信目标连续不间断的感知和干扰守候是比较困难的，因此我们考虑在最大程度上使节点感知和干扰守候时段能够覆盖目标的重点通信时段。通信时段重要性的评估可以依据多种准则，一种最直观的评价准则是按通信的时间密度，即时间密度越大的时段，其重要性也越大。这种方式比较简单，也合乎一定的道理，但忽略了时段的战术背景。同样的通信时间密度，敌方发动空袭前的通信时段和受到火力打击后呼叫医疗增援的通信时段的重要性是不一致的。显然，前者比后者更为致命，更需要引起关注。

单个节点连续工作能力的不足可以由多节点协作来弥补。将一个目标通信设备分配给若干个节点，各节点轮流开机感知或干扰，能够大大提升连续工作能力。但这种分配方式仅适用于节点设备较多的情况。

### 5. 损失承受能力

BDCCR 在作战行动中，可能出现由敌方打击或系统的不稳定而带来的节点损失。一个好的 BDCCR 任务分配方式应当在有部分节点损失的情况下依然能够发挥出基于现有设备的最大作战效能。

从局部的角度来说，保持存在战损时的作战效能就是要尽可能减少感知和干扰守候的“真空期”，也就是要尽量保持连续工作。为此，可以将某一时刻系统内的所有节点分成两类，分别为：

繁忙节点——正在对某一目标进行感知或干扰的节点；

可用节点——非繁忙节点。

当某个繁忙节点失效时，应当在最短的时间内调动附近的可用节点机动至目标附近继续完成失效繁忙节点的任务。

从整体的角度来说，就是要使整个目标通信网内摆脱节点的通信设备数量以及脱离的时间降到最低。设 BDCCR 系统在某一时刻开始遭受损失，经过一段时间后重新进入稳定状态，新的稳定状态下整个敌方通信网内共有  $N$  部通信设备未受有效感知或干扰，其中，第  $i$  个目标的脱离时间为  $t_i$ ，则可以定义 BDCCR 系统的时间失效度  $L_t$  为

$$L_t = \sum_{i=1}^N t_i \quad (7-41)$$

考虑到不同目标的威胁程度互不相同，为第  $i$  个目标赋予权值  $W_i$ 。目标威胁程度越高，其权值越大。于是则有带权值的时间失效度  $L_{wt}$  为

$$L_{wt} = \sum_{i=1}^N W_i t_i \quad (7-42)$$

在一定损失程度下， $L_{wt}$  可以作为一个衡量 BDCCR 系统损失承受能力的性能指标。 $L_{wt}$  的数值越大，则损失承受能力越弱。

## 7.4.2 攻击的方式

BDCCR 中典型的攻击方式是通信电子干扰，即干扰机发射强干扰信号以阻碍通信接收机的正常工作。除此之外，BDCCR 中还考虑在适当的场合使用火力打击的攻击方式。火力打击的来源分为两部分，一是 CR 节点本身发起的火力打击，二是在 CR 节点之外的第三方武器。本小节主要介绍几种典型的攻击方式。

### 1. 电子干扰

电子干扰在 BDCCR 的各种攻击方式中占据主体地位，是 CR 节点的基本攻击方式。针对通信目标的电子干扰方式有许多种，具体的使用方案往往根据进攻的目标而定，其中干扰方案主要包括：

宽带阻塞式干扰,受噪声调制的干扰信号覆盖目标通信设备的所有工作频率;  
部分频段干扰,受噪声调制的干扰信号覆盖目标通信设备的一部分工作频率(若干个通信信道);  
窄带瞄准式干扰,受噪声调制的干扰信号仅覆盖目标通信设备的一个信道;  
扫频干扰,相对窄带的干扰信号在一定频率范围内按时间扫描,在适当的时间长度上能够对较宽的频带实现压制;  
单音干扰,干扰信号位于一个频点上;  
多音干扰,干扰信号位于多个频点上;  
脉冲干扰,干扰信号只存在于极短的时间段内,这种干扰信号的频谱很宽;  
跟踪干扰,干扰信号在频率上总是与目标通信设备保持一致,可分为应答式干扰、转发式干扰等;  
灵巧干扰,干扰信号只扰乱信号的一部分,达到致命破坏甚至是欺骗的目的。

CR 节点搭载干扰机的具体形式可以有很多种,如车载、机载等。在车载方式中,干扰机被安装在有人或无人控制的各种地面车辆上,能够在一定范围内和一定的地形条件下进行机动,但所受限制较大。相比之下,机载是一种较为理想的搭载方式。干扰机被安装在有人或无人的飞行器上,速度快,视野广,能够克服地形对机动能力的限制。另外,相比地面发射,空中发射的干扰信号在传播过程中受到的衰减也比较小。能够用于搭载干扰机的飞行平台包括有人驾驶的直升机、固定翼飞机等,同时还包括各种无人机。由于 CR 节点通常采用抵近部署,并且要求长时间连续工作,所以在各种飞行器中,滞空时间较长的小型化无人机是比较合适的选择。

## 2. CR 节点火力打击

CR 节点火力打击是指 CR 节点本身所发起的硬摧毁行动。火力打击行动所使用的武器可根据作战目的和节点平台的载荷能力来合理选择。精确制导武器具有命中精度和作战效率高的优点,适合作为节点火力打击的武器。可能的武器主要包括各种激光、红外、雷达制导导弹、炸弹,以及反辐射武器等。针对通信辐射源的反辐射武器是近年来各国重点研制的装备。其中,反辐射无人机本身可作为自杀式的进攻节点,完成感知、信息传输、进攻等完整的节点功能,是较为理想的节点形式之一。

## 3. 第三方火力打击

在 CR 节点本身不具备进攻能力或态势不利于节点本身发起进攻的情况下,CR 节点可通过战术数据链引导己方的其他作战平台对目标实施火力打击。各种战术数据链能够使“瞄准”和“射击”的异地同步操作成为现实。这种引导式的打击方式拓宽了打击方式的选择范围,同时由于避免暴露节点本身,提升了 BDCCR 系统的防护水平。

## 7.4.3 协作攻击

在攻击方面,BDCCR 独特的优势是能够利用多个节点在较近的距离上进行协作攻击,如图 7-24 所示。协作攻击能够为攻击的角度和方式提供更为自由的选择,同时也能发挥出

更好的进攻效果。对于通信方来说，近距离的协作攻击是难以抑制的。在节点数量充足的情况下，通过合理的规划各节点的空间位置和各时间段的任务，可以形成有力的协作攻击态势。具体的协作攻击战术是多样的，下面介绍按干扰时间关系分类的两种简单的协作攻击战术。

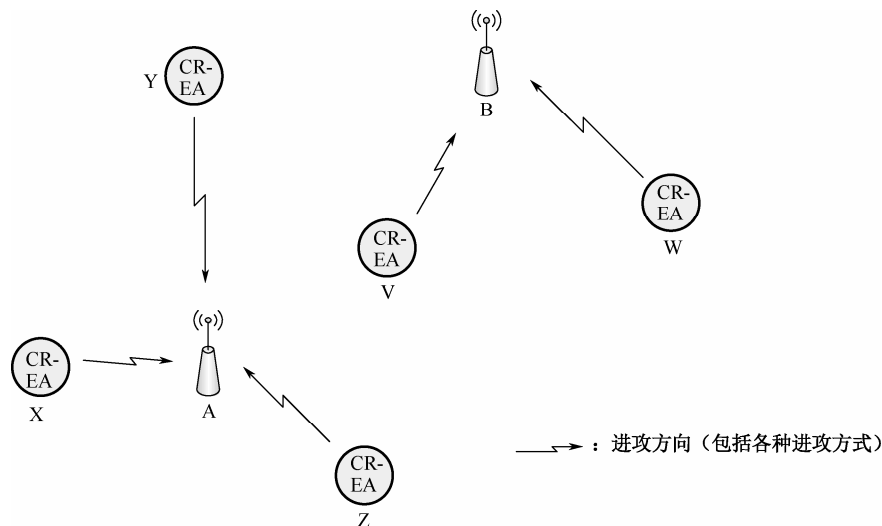


图 7-24 协作攻击

### 1. 多节点同时压制

多节点同时压制是指分布在目标周边不同角度的多个节点同时开机对目标通信设备进行干扰。在没有完全掌握目标通信设备的天线主波束方向，或节点的干扰功率受到较大限制的情况下，多节点同时压制是一种比较理想的攻击方式。首先，不同节点的不同干扰信号之间的合理组合可以增强目标接收机处的干扰效果；其次，干扰信号来自多个方向，增大了从通信天线主瓣进入的概率；另一方面，对于全向通信天线或干扰从天线副瓣进入的情况，多节点干扰功率的叠加对于改善干扰效果也是有利的。

在许多情况下，为提高协作干扰的灵活性和适应能力，可以在不同节点发射不同的干扰信号。干扰方案可以是不同干扰样式的组合，也可以是同种干扰样式在时间上的异步组合。干扰的目标并不局限于单部通信电台，有时也包括空间位置相近的几部电台。当这些电台采用不同的通信方式时，单一的干扰信号样式就不能很好地对其目标进行全面的压制。此时就需要多个节点发射不同样式的干扰信号来改善干扰效果，即不同干扰样式的组合。同种干扰样式在时间上的异步组合是指多个节点分别施放异步的步进变频干扰，如图 7-25 所示。图中，X、Y、Z 三个节点的瞬时干扰带宽均为  $\Delta f$ ，通过彼此异步的变化干扰频率，最终在干扰目标处形成的瞬时干扰带宽为  $3\Delta f$ ，此时节点干扰资源的利用率达到最大。

在节点发射干扰信号功率受到限制时，我们希望干扰信号能从接收天线的主瓣进入通信接收机。对于单部干扰机来说，若没有掌握接收天线的方向性信息，这一点就较难做到。为此，可以利用多个节点滞空巡弋配合干扰的施放，使干扰信号至少能在一定的时间段内由主瓣进入。多节点巡弋干扰如图 7-26 所示。

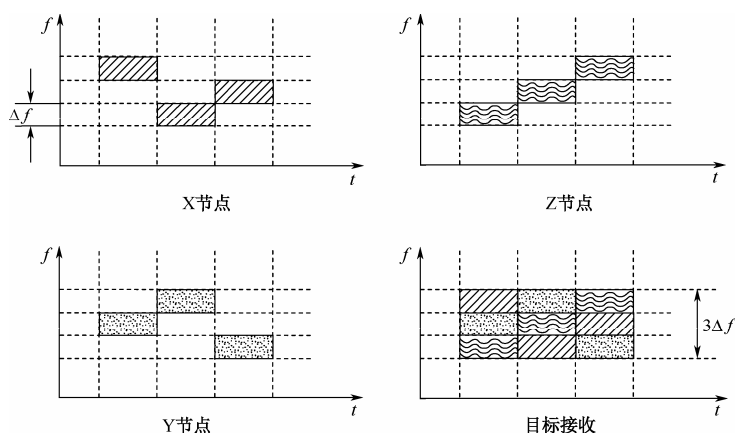


图 7-25 时间异步组合示例

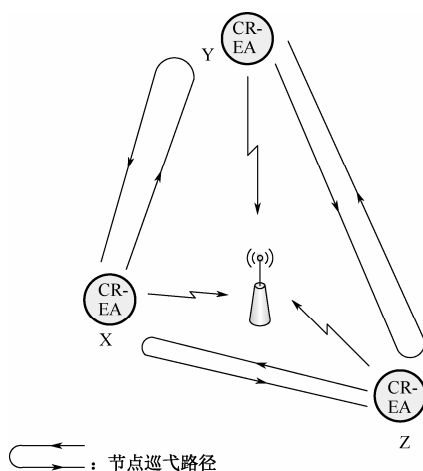


图 7-26 多节点巡逻干扰

## 2. 多节点闪烁压制

前面的干扰战术是各个节点同时开机发射干扰,除此之外,另一种干扰战术是各个节点按一定规律依次发射和关闭干扰。就单个节点而言,干扰在时间上是断续的。在干扰目标处,干扰在空间上和时间上均表现为闪烁形式,如图 7-27 和图 7-28 所示。

多节点闪烁干扰能够增强 BDCCR 系统本身的电子防护能力。在电子进攻行动中,干扰发射机发出强功率的干扰信号,很容易被敌方测向定位,面临着遭受打击的危险。在多节点闪烁的干扰战术中,一系列的节点轮流开/关干扰,给敌方造成干扰机连续运动(类似于巡逻干扰)的假象,迷惑敌方测向定位设备的跟踪门按开/关机顺序移动。例如在图 7-26 和图 7-27(上方两个图)中,前三个时段 X 和 Y、Y 和 W、W 和 V 依次开/关机,形成干扰平台围绕通信设备作顺时针运动的假象。此时敌方定位设备滤波的跟踪波门中心很可能位于节点 V 的顺时针一侧。然而,在时段 4,突然关 W 和 V,开 X 和 Y,逃出敌跟踪波门,从而破坏了滤波过程中根据前三个时段的观测和估计所得到的内在规律性,造成失锁。在时段 5,继续关 X 和 Y,开 Z,进一步扰乱跟踪定位。最终的效果是在实现对目标干扰的同时使敌干扰源定位系统无法有效地对节点位置进行估计,避免节点遭受打击。

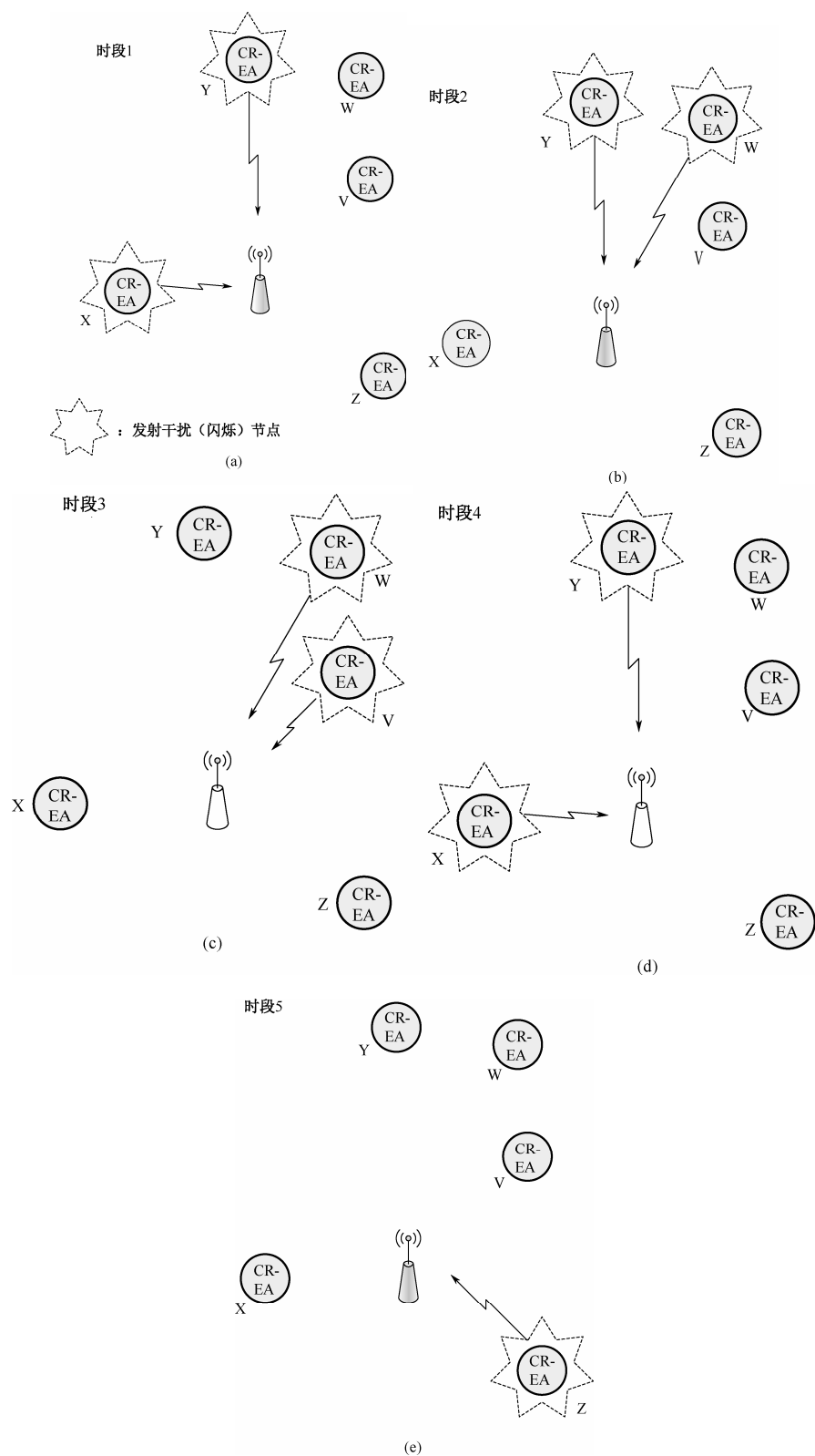


图 7-27 闪烁干扰

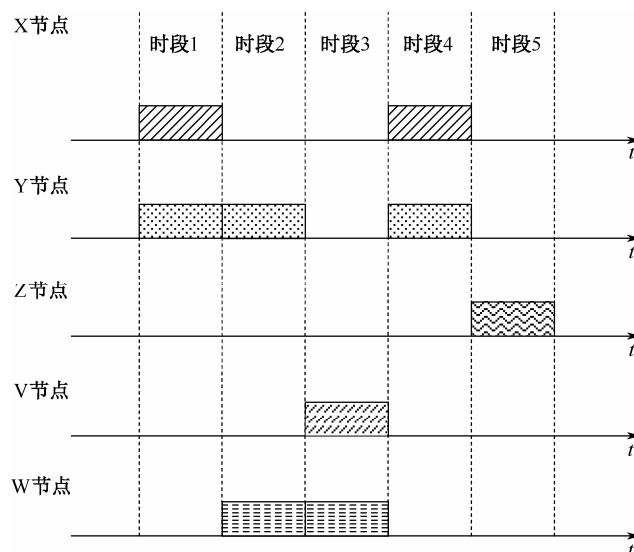


图 7-28 各节点干扰时间

#### 7.4.4 自主攻击

BDCCR 系统能够强调体系进攻，信息融合是体系进攻的重要环节之一。前面已经介绍过信息融合的基本结构，信息融合的硬件基础是各节点之间的数据通信网，由于整个 BDCCR 系统与敌我双方的各种通信设备相互交织在一起，受到的干扰及其他影响严重，可能出现不稳定的情况。为最大限度地夺取制电磁权，在 BDCCR 全局信息融合失效时，仍应采取相对合理（次优）的电子进攻措施压制敌方通信设备。本节考虑在 BDCCR 系统信息融合失效情况下节点的自主攻击问题。

全局信息融合失效时，各节点失去了融合中心送入的决策信息，必须依靠自身以及其他节点的感知数据做出决策，并实施进攻。此时，各节点本身就成为了融合中心，由于硬件的限制，节点本身并不具备足以做出全局决策的运算能力，因此一般考虑根据固定的模型做出有限的局部决策，融合结构如图 7-29 所示。局部决策又可分为单节点决策和多节点决策。单节点决策就是针对决策节点本身的进攻方案做出决策，而多节点决策则是针对决策节点附近的若干个节点的进攻方案做出决策，决策的原理与全局决策是类似的。

在攻击任务及方式上，单节点决策一般根据目标通信设备的工作参数以及自身攻击能力两方面决定进攻方案，而多节点决策则需要考虑各节点的位置部署以及任务分配等因素。无论是单节点还是多节点决策，其本质都是一个信息不完备条件下的决策问题。对此，参考文献[15]给出了基于灰色系统理论的决策方法，即扩展不完备信息条件下的灰色粗糙集方法<sup>[15]</sup>，并通过仿真验证了其正确性和可靠性。

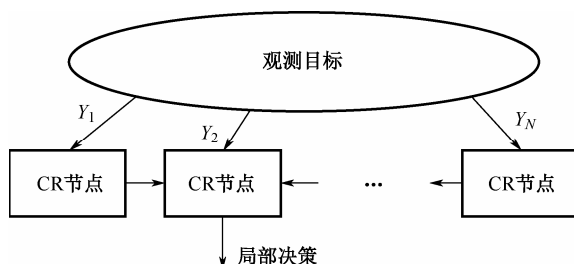


图 7-29 自主攻击的信息融合结构

自主攻击作为 BDCCR 在异常情况下的次优工作模式,其作战效能不如基于全局信息融合及任务分配的模式,但其仍有较好的作战性能。一方面,自主攻击能够形成局部压制,在敌方可观的一部分节点受到自主式压制的情况下,能够对通信网的局部造成一定程度的破坏。另一方面,自主攻击反应速度快。感知数据传输路径相对简单,融合模型固定,运算速度快,监视—攻击转换速度快。

## 7.5 前沿展望

随着技术的不断创新和发展,军事信息化水平日益提升,战场电子信息系统在战争中扮演着越来越重要的角色。BDCCR 就是顺应这个时代背景而提出的。BDCCR 以分布式以及抵近的部署、感知和进攻为基本形态,以体系协作为各项作战行动的核心精髓和主要模式,以认知无线电及其相关技术为关键实现方式,达到全面瘫痪敌方无线电通信系统、夺取战场制电磁权的目的。本章就 BDCCR 的一些基本问题进行了探究,但仅仅是触及了一些皮毛。在 BDCCR 概念和含义的深处有许多文章可作,笔者在本章的写作过程中仍不断地发现 BDCCR 令人兴奋的发展潜力。另外,BDCCR 还与网络中心战有着密切的联系,本节尝试对这些延伸点进行概略的阐述,以求抛砖引玉。

### 7.5.1 BDCCR 的延伸

#### 1. 感知和攻击的延伸

感知的延伸发展主要体现在认知无线电频谱感知技术的进步上。认知无线电是近年来迅速发展的新兴技术,而作为认知无线电关键技术的频谱感知一直都是业界研究的重点。改善感知的时效性和精确性等性能是优化的主要方向。其中,协作感知是受到人们普遍认同的新模式,IEEE 802.22 也为协作感知提供了良好的基础。因此,BDCCR 感知的发展趋势将是感知性能的提升和协作感知的不断深化。

另外,由 BDCCR 系统之外的各种战场信息获取手段同样可以为 BDCCR 提供信息支持,从而构成广义的感知。此时的感知将不局限于认知无线电的技术方式,而是覆盖各种硬件平台和技术领域,使信息的利用率上升到一个新的水平。

攻击的延伸则主要体现为攻击手段的多样化。除单纯的节点电子进攻、火力打击之外,还可以将 BDCCR 与其他各种打击力量互联,为 BDCCR 提供更多的打击方式选择。这些进攻行动可以由任何可能的战术力量来实施,例如空降(伞降、机降)特种分队、精确制导炸弹及一些新型武器等。

电磁毁伤和反辐射攻击技术是深度破坏通信电子设备的有力武器。电磁毁伤包括定向能武器(高功率微波武器、高能激光武器、高能粒子束武器和等离子体武器)和电磁脉冲武器。定向能武器是利用沿一定方向发射并以光速传播的高能电磁波束直接摧毁和杀伤指定目标的一种新机理武器,又称为射束武器或聚能武器。电磁脉冲武器是指用非核方法产生高功率电磁脉冲并辐射出去直接对目标产生毁伤效应的高功率电磁脉冲装置<sup>[17]</sup>。电磁毁伤与电子干扰技术的不同在于前者能够对信号接收机造成物理上的破坏,这种硬破坏效应使得通信设



备短时间内难以恢复正常工作。

经典的反辐射攻击是指利用辐射源归向原理截获和跟踪敌方雷达辐射源进而将其摧毁的战术行动。由于技术的发展,近年来已将反辐射攻击的对象推广到通信辐射源中。反辐射武器主要包括反辐射导弹、反辐射无人机及反辐射炸弹。其中,反辐射无人机本身就可以作为CR节点。反辐射无人机滞空时间长(一般可达到4~8小时),可以在围绕通信辐射源进行感知的同时对其形成威胁,迫使其降低使用效率。一旦截获足够强的目标通信信号,反辐射无人机就能展开相应的自杀式攻击。

## 2. 领域的延伸

BDCCR的核心思想不仅仅局限于通信对抗,在雷达对抗、光电对抗及综合电子战等领域都有其广阔的应用空间。其中,综合电子战是电子战未来发展的必然趋势。综合电子战的主体是综合电子战系统,它是由陆、海、空天等平台构成的,适用于各军种联合作战的电子战装备体系。综合电子战系统以电子侦察情报为基础,在指挥员的直接控制和指挥下,实施一体化的电子战综合作战行动。美军的机载综合电子战系统(INEWS)、英军的多平台电子战作战指挥控制系统(EWCS)以及美军的“狼群”分布式综合电子战系统等都是综合电子战系统的典型代表。

综合电子战系统的综合性主要体现为综合的作战任务、综合的作战能力和综合的作战效能<sup>[17]</sup>。BDCCR同样可以扩展到整个综合电子战范围内,以认知无线电及其相关技术增强综合电子战系统的战场感知能力和智能化水平。而强大的感知能力及高的智能化水平也是综合电子战的必然要求和重要优势。图7-30所示<sup>[17]</sup>为综合电子战系统的原理结构。从图中可以看出,BDCCR的直接或间接型组织结构(见7.2.1节)与综合电子战的原理是相通且相容的。BDCCR在这里感知的对象包括通信、雷达、光电等多频段信号,感知的维度包括空域、时域、频域以及能域等多个维度。指挥控制和情报处理是BDCCR的关键性作用点。人工智能决策方式使综合电子战系统能够适应未来战场庞大繁杂的数据环境,提升系统的运行效能。因此,统一的BDCCR系统原理就具有强大的灵活性,能够适用于各种类型的功能。

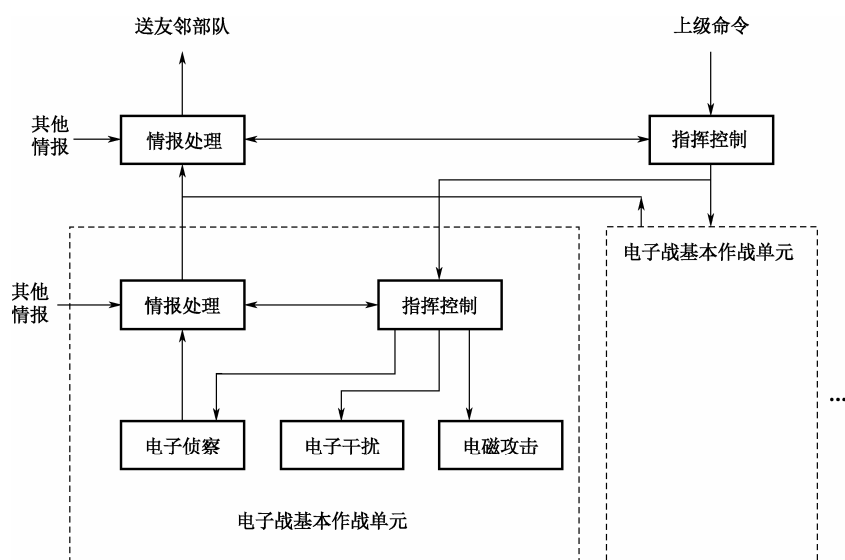


图 7-30 综合电子战系统原理结构<sup>[17]</sup>

## 7.5.2 BDCCR 与网络中心战

1997 年,美国海军首次提出“网络中心战”(NCW)的概念,从此一个新的描述信息时代战争的概念出现在人们的视线之中。在此之后,美国海军阿瑟·塞布罗夫斯基中将于 1998 年在《美国海军学院学报》上发表了《网络中心战:起源与未来》一文,对网络中心战理论做出了较为清晰的阐述。2001 年 7 月,美国国防部向国会提交了题为《网络中心战》的报告,其中详细阐述了 NCW 的背景、内涵、目的与意义,论述了实现 NCW 的条件、途径、战略、措施和挑战,以及国防部和各军种在发展 NCW 能力方面否认设想、计划、方案和有关试验、演示、演习等情况,标志着网络中心战理论正式被美国国防部确认。

网络中心战的概念一经提出,就受到世界各国的广泛关注,同时也遭受到了不少的怀疑。概念和实践之间的距离让人很难对其有直观的理解和把握,一些在 NCW 理论中被反复提及的名词具有一定的模糊性。参考文献[18]以数学推导的方式定义了 NCW 的模型,从基础上描述了具体的 NCW 结构和规则,评估了网络中心战的效能及其优势所在。

撇开 NCW 理论的合理性和成熟性,也暂且不论 NCW 的提出是否炒作,分布式的协同作战方式所能带来的好处是毋庸置疑的,作战行动从更多地依赖作战平台转变为更多地依赖信息网络的趋势也是必然的。BDCCR 系统采用小型、机动、灵活的分布节点,以信息网络为基础,构建全局的电子战体系。这与 NCW 的设计思路相似。相比 NCW 大而宽泛的概念,BDCCR 立足于具体的电子战节点和战术级的整体进攻行动,有着具体的内涵。笔者认为,NCW 的理论在发展历程上相对超前,设计偏顶层,涵盖和设计的范围广。而 BDCCR 重点考虑的是现有能力范围内的电子战效能提升问题,直接服务于作战行动,具有更强的可操作性。另外,BDCCR 中节点配置的灵活性为后续发展奠定了良好的适应基础。在具体问题中,庞大的节点数量和多样化的节点种类能够支撑一场持续的战争,而零星的几个节点也能构成一个 BDCCR 系统用以完成简单的战术任务。BDCCR 的任务可以是贯穿一次多点登陆战役始末的大型综合行动,也可以只是若干架反辐射无人机遂行的“狼群”压制行动。

通过讨论战场分布式协作认知无线电(BDCCR)的延伸及其与网络中心战(NCW)的联系,我们可以看到其鲜明的时代特征和广阔的应用前景。笔者的水平和能力有限,惟愿以上的思考是有价值的。

## 参考文献

- [1] 骆光明. 数据链:信息系统连接武器系统的捷径. 北京:国防工业出版社,2012.
- [2] Simon Haykin, Cognitive Radio: Brain-empowered Wireless Communications, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 23(2), 2005, 201~220.
- [3] Richard A. Poiser. 通信电子战系统目标获取. 楼才义,陈鼎鼎等译. 北京:电子工业出版社,2008.
- [4] David L. Adamy. EW103:通信电子战. 楼才义等译. 北京:电子工业出版社,2010.
- [5] 何友,王国宏等. 多传感器信息融合及应用. 第2版. 北京:电子工业出版社,2007.
- [6] Stelios Thomopoulos, Ramanayanan Visarwanathan, Dimitrios K. Bougoulas, Optimal Decision Fusion in Multiple Sensor System. *IEEE Trans. on Aerospace and Elect. Syst.* Vol. AES-23, 1987:644~653.
- [7] Somnath Deb, Krishna. R. Pattipati, Yaakow Bar-Shalom, A Multisensor-multitarget Data Association

- Algorithm for Heterogeneous Sensors. In *Proceeding of the American and Controls Conference*, 1992:1779~1783.
- [8] Somnath Deb, Murali Yeddanapudi, Krishna Pattipati, Y. Bar-Shalom, An Generalized S-D Assignment Algorithm for Multisensor-Multitarget State Estimation. *IEEE Transactions on Aerospace Electronic System*, Vol.33, No.2, 1997:523~537.
- [9] Somnath Deb, et al., A Multisensor-multitarget Data Association Algorithm for Heterogeneous Sensors. *IEEE Trans. on AES*, Vol.29, No.2, 1993:560~568.
- [10] Kenneth C. Gilbertand, Ruth B. Hofstra, *Multidimensional Assignment Problems. Decision Sciences*, Vol.19, No.2, 1988:306~321.
- [11] Christos H. Papadimitriou, Keneth Steiglitz, *Combinatotial Optimization: Algorithms and Complexity*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1982.
- [12] Krishna R. Pattipati, Somnath Deb, Y. Bar-Shalom, Robert B. Washburn, A New Relaxation Algorithm and Passive Sensor Data Association. *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol.37, No.1, 1992:198~213.
- [13] Glenn Shafer, *A Mathematical Theory of Evidence*. Princeton, NJ: Princeton University Press, 1976.
- [14] Jerry M. Mendel, Fuzzy Logic Systems for Engineering: A Tutorial, *Proceedings of the IEEE*, Vol.83, No.3, March 1995:345~371.
- [15] 黄长强, 翁兴伟等. 多无人机协同作战技术. 北京: 国防工业出版社, 2012.
- [16] Richard A. Poisel. 现代通信干扰原理与技术. 通信对抗技术国防科技重点实验室译. 北京: 电子工业出版社, 2005.
- [17] 熊群力等. 综合电子战——信息化战争的杀手锏. 北京: 国防工业出版社, 2008.
- [18] Jeff Cares. 分布式网络化作战——网络中心战基础. 于全译. 北京: 北京邮电大学出版社, 2006.